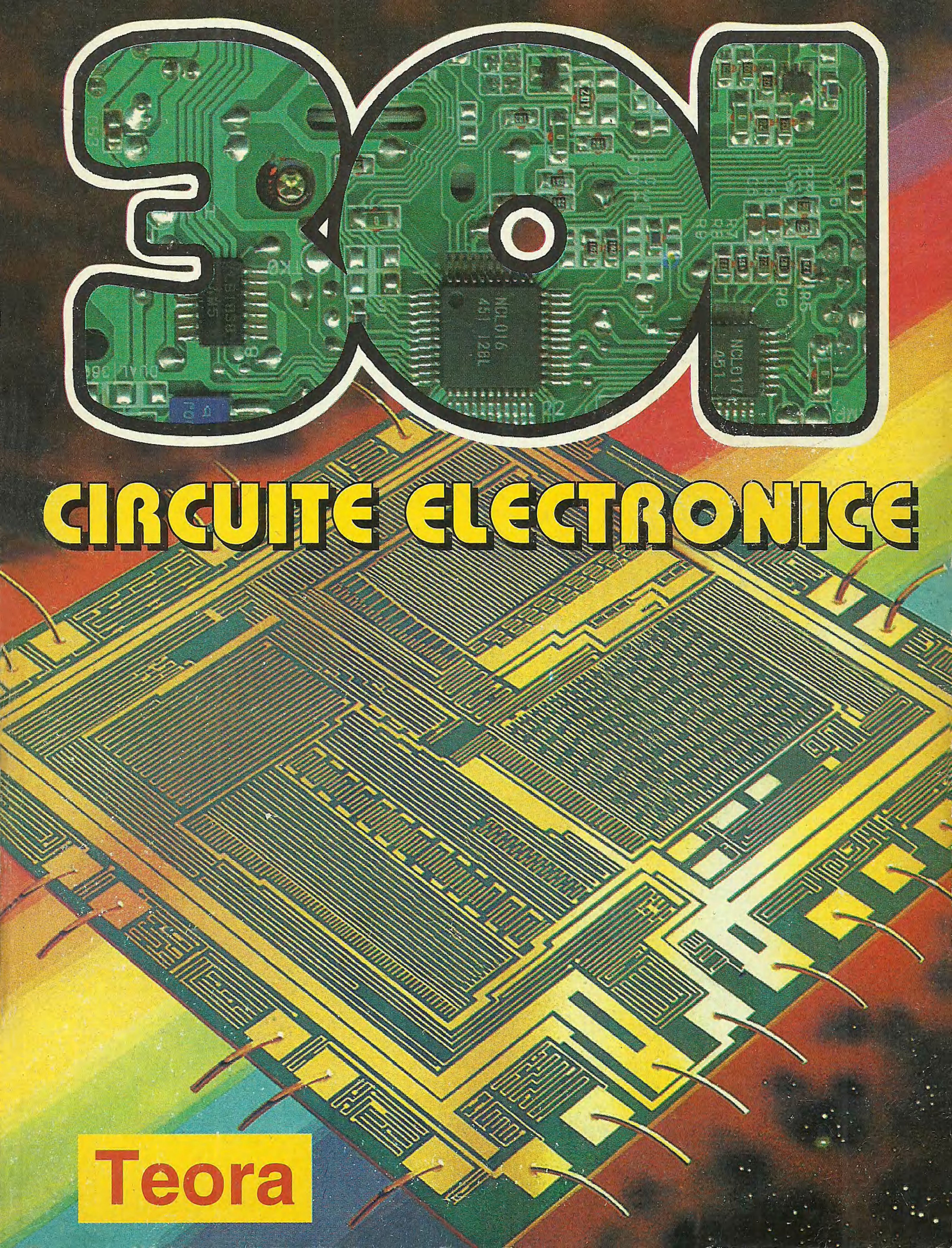
Electronică

21

301 CIRCUITE ELECTRONICE



Teora

Seria Electronică Nr.20

301 circuite electronice

Traducere de Michael-Martin Buchholtzer

Teora

Titlu original: **301 Schaltungen**

Distribuție
București: B-dul Al. I. Cuza nr. 39, Tel./Fax: 222.45.33
Sibiu: Șos. Alba Iulia nr. 40, Tel.: 069/21.04.72; Fax: 069/23.51.27
Bacău: Calea Mărășești nr. 5; Tel./Fax: 034/18.18.26

Teora - Cartea prin poștă
CP 79-30, cod 72450 București, România
Tel./Fax: 635.14.41

Teora
CP 79-30, cod 72450 București, România
Fax: 210.38.28

Coperta: Valentin Tănase
Tehnoredactare computerizată: Dorin Fâcă
NOT: 1508 TEH CIRCUITE ELECTRONICE, 301
ISBN 973-601-570-X
Printed in Romania

Cuvânt înainte

Periodicele „Semiconductorul" ale Editurii Elektor, cu apariție bianuală – iulie / august, sunt un obiect de colecție râvnit în cercurile profesioniștilor și amatorilor de electronică. Râvnite, deoarece fiecare broșură conține mai mult de 100 de montaje, deosebit de interesante.

Nu este deci de mirare faptul că acestea rămân actuale și căutate chiar și după ani de la apariție.

Din fericire, există în programul de editare Elektor „seria celor **300**". Cărțile care apar în această serie, cuprind un mare număr de scheme. După **„300 circuite electronice"**, apare acum **„301 circuite electronice"** care, cu puține excepții, constituie o selecție a subiectelor publicate între anii 1977 și 1981. Aceasta înseamnă că lucrarea **„301 ... "** conține idei interesante și montaje din întregul domeniu al electronicii. „Seria celor **300**" constituie generatorul de idei numărul 1 pentru laboratorul oricărui hobyst. Ia naștere, astfel, o colecție valoroasă de scheme utile în cele mai variate aplicații. Prin urmare, în curând, **„302 circuite electronice"**!

Elektor

Revistă de specialitate pentru electroniști

Decodor Elektor

În această secțiune sunt explicate toate noțiunile, prescurtările și simbolizările, cât și alte notații, frecvent utilizate de Elektor.

Tipuri de semiconductoare

Prescurtările TUP – TUN, DUG – DUS se găsesc adeseori în montajele prezentate în Elektor. Ele se referă la tranzistoare și diode cu utilizare universală, care corespund din punct de vedere al datelor tehnice și se deosebesc doar prin forma carcasei și conexiunilor. Cerințele minime pentru TUP – TUN și DUG – DUS sunt sintetizate în tabelele I și II.

Exemple TUN:

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9)
BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9)
BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9)
BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3)
BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4)
BC 437 (-8, -9), BC 414

Exemple TUP:

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9)
BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9)
BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2)
BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3)
BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4)
BC 261 (-2, -3), BC 416

Exemple DUG:
OA 85, OA 91, OA95, AA 116

Exemple DUS:
BA 127, BA 217, BA 317,
BAY 61, 1 N 914, 1 N 4148

Tabelul I
Cerințe minime pentru TUP și TUN

$U_{CE0\,max}$	20 mV
$I_{C\,max}$	100 mA
$h_{FE\,min}$	100
$P_{tot\,max}$	100 mW
$f_{T\,min}$	100 MHz

Tabelul II
Cerințe minime pentru DUG și DUS

	DUG	DUS
$U_{R\,max}$	20 V	25 V
$I_{F\,max}$	35 mA	100 mA
$I_{R\,max}$	100 μA	1 μA
$P_{tot\,max}$	250 mW	250 mW
$C_{D\,max}$	10 pF	5 pF

Multe dispozitive semiconductoare echivalente au simboluri diferite. Pentru a evita dificultățile de procurare a unui tip special, s-a utilizat în Elektor, în măsura posibilităților, o simbolizare universală. Ca exemplu poate servi circuitul integrat IC 741: 741 înseamnă: μA 741, LM 741, MC 741, MIC 741, RM 741, SN 72741 etc.

Valorile rezistențelor și capacităților

Simbolizarea valorilor rezistențelor și capacităților se face fără virgulă, conform codului de notare internațională:

p (pico) = 10^{-12}	k (kilo) = 10^{3}
n (nano) = 10^{-9}	M (mega) = 10^{6}
µ (micro) = 10^{-6}	G (giga) = 10^{9}
m (mili) = 10^{-3}	

Câteva exemple de simbolizare a valorilor rezistențelor și capacităților:

3k9 = 3,9 kΩ = 3900 Ω

0Ω33 = 0,33 Ω

PTC – termistor cu coeficient de temperatură pozitiv

NTC – termistor cu coeficient de temperatură negativ

LDR – fotorezistență

VDR – varistor

4p7 = 4,7 pF

5n6 = 5,6 nF

4µ7 = 4,7 µF

Puterea disipată a rezistențelor este de 1/4 watt (în cazul în care nu este specificată altă valoare).

Tensiunea de străpungere a condensatoarelor cu folie trebuie să fie cu circa 20% mai mare decât tensiunea de lucru a montajului.

Redarea tensiunilor continue

Tensiunile continue date într-un montaj trebuie considerate valori orientative, valorile măsurate putând diferi cu ±10%. (Aparatul de măsură trebuie să aibă o rezistență internă ≥20 kΩ/V.)

Indicații pentru cei ce-și construiesc singuri montajele:

1. La aparatele construite de dvs., utilizați numai carcase din material plastic. Prin aceasta, toate părțile constructive conducătoare de electricitate sunt protejate mai sigur contra atingerilor.

2. Când, în cazul unor situații speciale, este recomandată o carcasă metalică (de exemplu, carcasele ecran la montajele ÎF), atunci aceasta trebuie să fie totdeauna legată la masă.

3. Toate racordurile la 220 V, ca și toate celelalte puncte în care tensiunea alternativă depășește 42 V, iar cea continuă 60 V, trebuie să fie izolate sigur contra atingerii.

4. Cablul de rețea trebuie asigurat contra smulgerii, cu o brățară fixată în interiorul carcasei. Prin aceasta, el nu mai poate fi smuls accidental din conexiunile transformatorului. În nici un caz nu este permisă simpla introducere a cablului în carcasă printr-un orificiu. Pentru a se evita deteriorarea cablului, marginea orificiului trebuie prevăzută neapărat cu un manșon de cauciuc. Această măsură este obligatorie la toate carcasele metalice.

Cuprinsul pe scurt

001 Generator etalon

Orice posesor de osciloscop ar trebui să aibă, ca accesoriu esențial, un generator etalon. Cu acesta poate fi verificată corespondența dintre funcțiile reale și cele prescrise.

Montajul descris aici poate, datorită simplității concepției sale, să fie înglobat direct în carcasa osciloscopului.

Un osciloscop este un instrument de laborator foarte util cu atât mai mult cu cât etalonarea sa este mai bună și mai fiabilă. Aceasta poate fi verificată rapid cu un generator etalon.

Ceea ce trebuie controlat în special – sunt amplificarea pe verticală și baza de timp. Dacă apar abateri, și acest lucru afectează de cele mai multe ori toate domeniile de măsurare, mărimile respective sunt distorsionate sau modificate. O asemenea abatere se determină la verificarea unui singur domeniu, oricare ar fi el, deoarece raporturile între domenii sunt stabilite prin componente pasive, cum sunt rezistențele și condensatoarele, ale căror valori reale pot depăși uneori toleranța impusă de fabricant. Așadar, de cele mai multe ori, toate domeniile sunt afectate concomitent.

Mai rar, când un singur domeniu este afectat, acesta se poate remarca ușor printr-un raport fals la comutarea domeniilor, putând fi sesizat chiar și fără generator etalon.

Pentru verificarea normală, de rutină, este suficient să se verifice sensibilitatea pe verticală și abaterea de frecvență a bazei de timp în câte un domeniu de măsurare. Aceasta se poate face cu o sursă de tensiune etalon care realizează impulsuri de tensiune cu amplitudine și frecvență bine definite.

Fig. 1 și foto 1 prezintă semnalul de ieșire al generatorului. Amplitudinea este, în cadrul unor limite foarte strânse, egală tensiunii de alimentare (abatere de cel mult 100 mV), care poate fi măsurată cu un AVO-metru obișnuit.

Montajul generează trenuri de impulsuri a căror frecvență este de 50 Hz, aceasta fiind im-

Fig. 1. Semnalul de ieșire al generatorului etalon. Cu acest semnal pot fi efectuate trei tipuri de verificări. Amplitudinea servește la reglarea sensibilității pe verticală; lungimea perioadei (A) servește la etalonarea bazei de timp; cu impulsurile scurte se poate corecta atenuarea folosind butoanele de reglaj corespunzătoare.

1

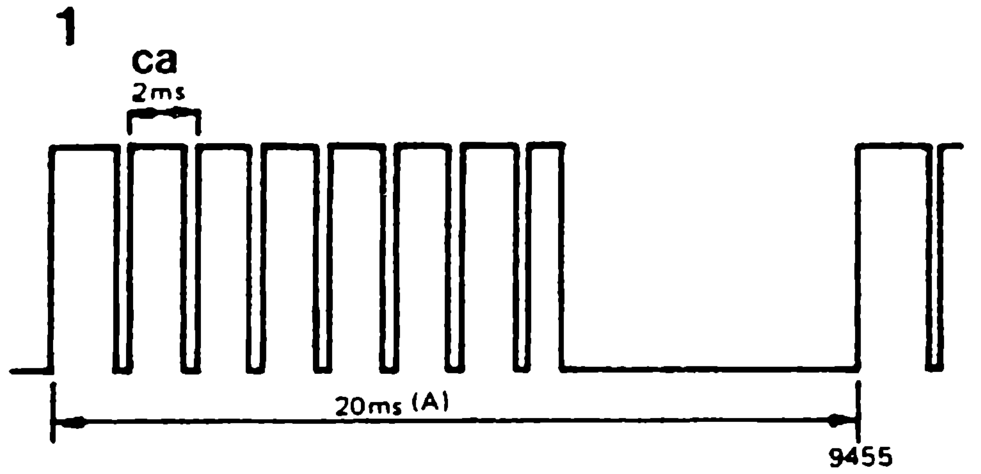
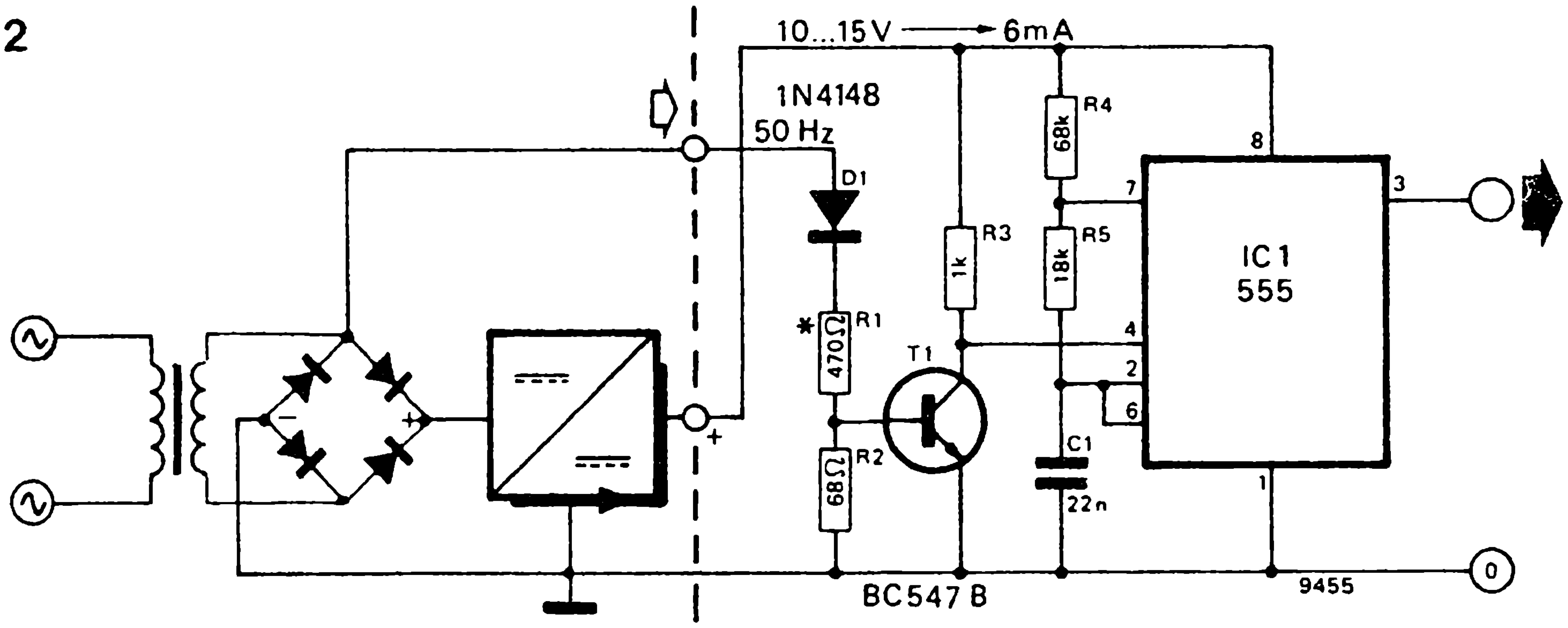


Fig. 2. Schema montajului prezintă, în stânga liniei punctate, alimentarea cu energie a generatorului. Această alimentare este parte componentă a osciloscopului.

2



pusă de frecvența rețelei. Impulsurile fiecărui tren sunt realizate de generator. Ele au o perioadă de circa 2 ms și servesc la egalizarea atenuărilor preamplificatoarelor și a intrărilor.

În practică, generatorul este utilizat cel mai des tocmai în acest scop, la aceasta referindu-se și fotografiile 2 și 3.

În foto 2, echilibrul nu este corect, atenuarea nefiind liniară în frecvență. După efectuarea echilibrării (foto 3), toate frecvențele conținute în semnal sunt atenuate în aceeași măsură.

3

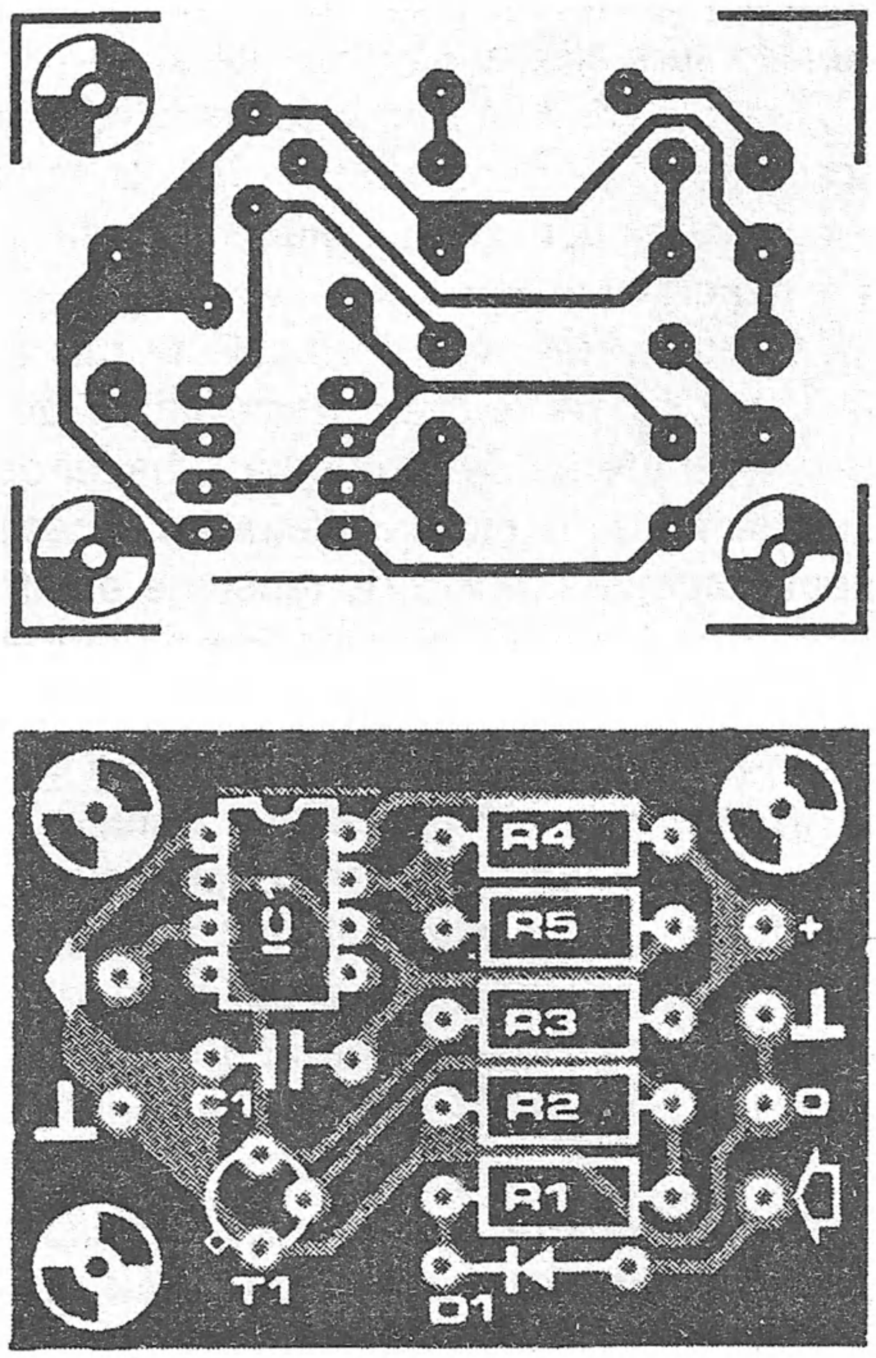


Fig. 3. Cablajul și modul de amplasare a pieselor. Datorită dimensiunilor reduse, placa poate fi montată în osciloscop.

Montajul

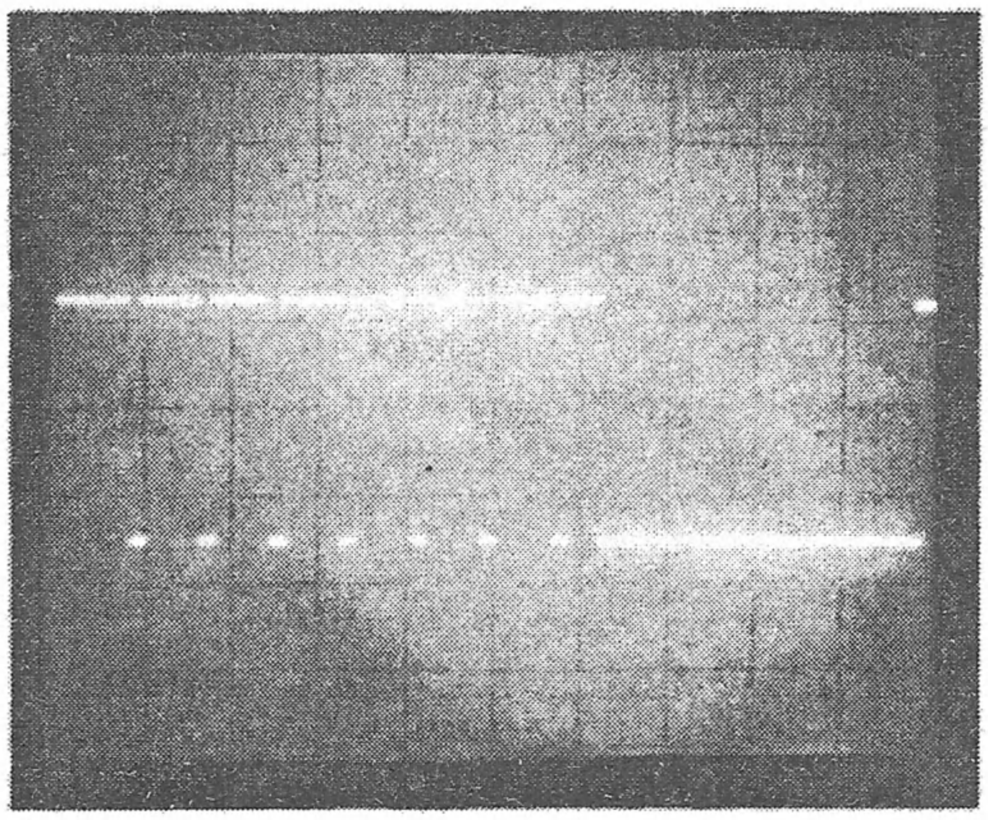
În fig. 2 este prezentat montajul complet al generatorului etalon. Alimentarea se realizează direct din osciloscop, blocul de alimentare al osciloscopului fiind redat simplificat în stânga liniei punctate.

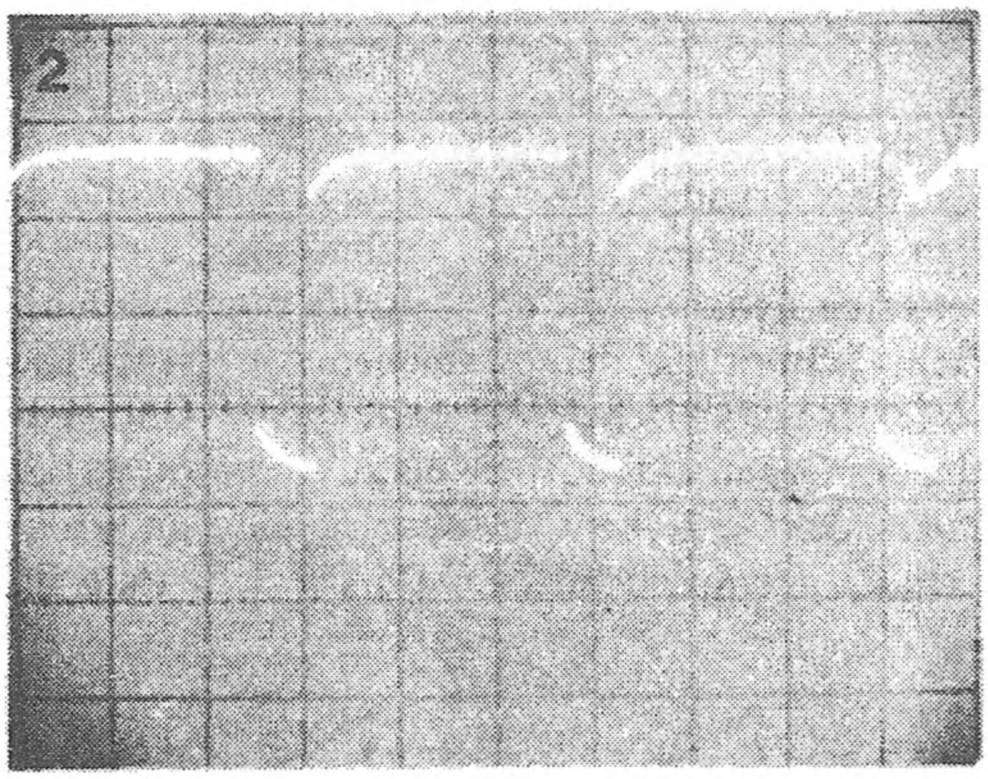
Semnalul de 50 Hz este preluat de pe partea de curent alternativ a punții redresoare, el comandând trecerea periodică în stare de con-

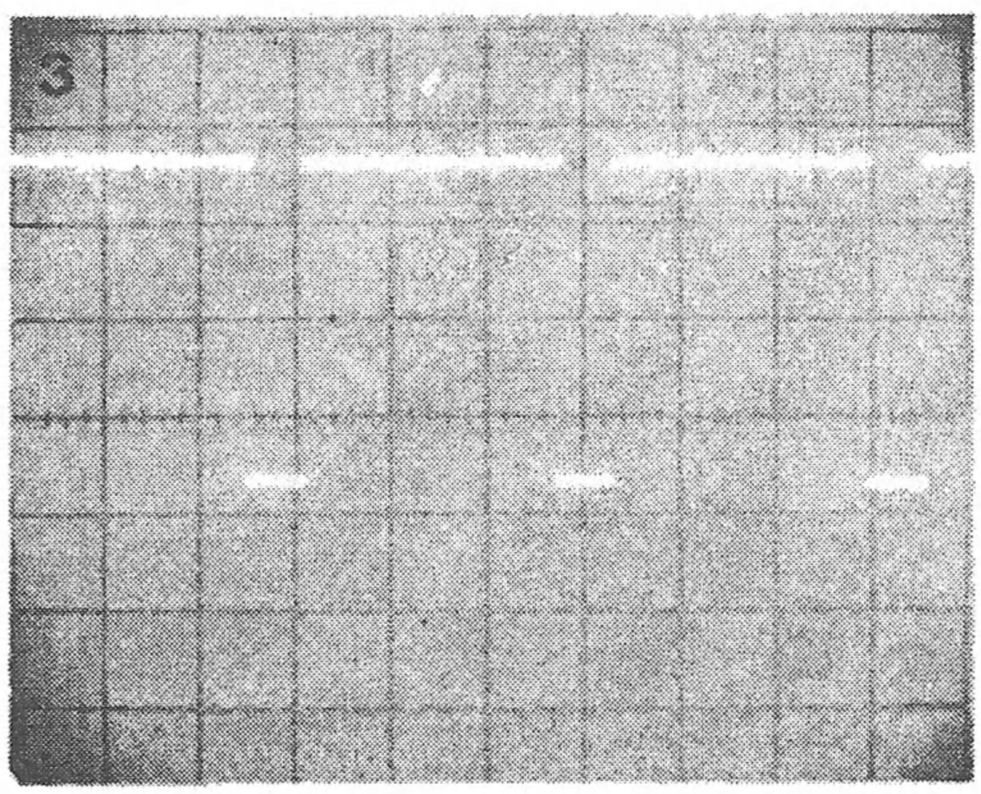
Foto 1. Semnalul de ieșire al generatorului etalon.

Foto 2. Forma semnalului în cazul atenuării neliniare cu frecvența.

Foto 3. Forma semnalului în cazul atenuării liniare în frecvență.







ducție a lui T1. În această perioadă, 555 este blocat prin intrarea sa de reset, iar la ieșirea circuitului integrat (pin 3) tensiunea este nulă. În restul timpului, intrarea reset se găsește la tensiunea de alimentare, circuitul lucrează ca multivibrator astabil și generează impulsuri scurte. Modul de lucru al circuitului integrat 555 a fost deja descris în Elektor de mai multe ori, astfel încât nu vom mai insista asupra acestuia.

Recomandări la montaj

Echiparea plăcii nu prezintă dificultăți, trebuind totuși să fim atenți la pierderea admisibilă de putere din rezistența R1. Până la o tensiune de 22 V, putem utiliza, pentru R1, o rezistență de 1/4 W. Pentru tensiuni cuprinse între 22 V și 30 V, putem utiliza fie o rezistență de 1/2 W, fie una cu o putere disipată mai mare.

Atenție: rezistențele din fotografie sunt realizate conform celei mai noi norme – tip 1/2 W – și trebuie folosite ca atare.

Numai posesorii de osciloscoape au posibilitatea de a construi acest montaj, putând verifica dacă funcția realizată coincide cu cea ideală, prin oscilografierea tensiunii de ieșire și prin compararea oscilogramei cu cea din foto 1.

Când totul corespunde, putem îngloba montajul în osciloscop, acolo unde găsim un spațiu disponibil. Ieșirea se leagă cu un știft sau cu un șurub izolat, pe cât posibil pe placa frontală, astfel încât, pentru verificarea etalonării, sonda de măsurare să permită menținerea numai pe poziția respectivă.

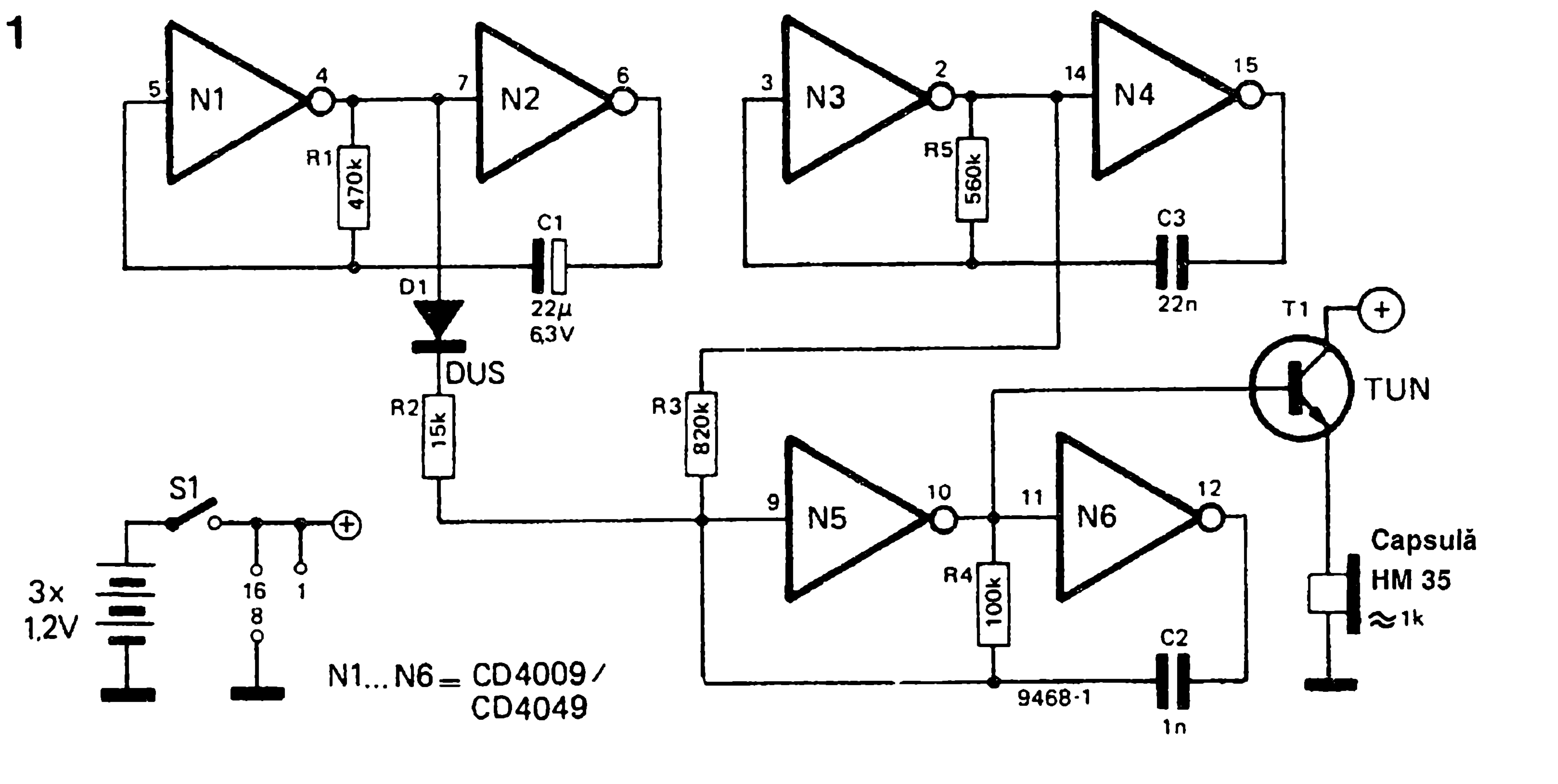
Lista de componente

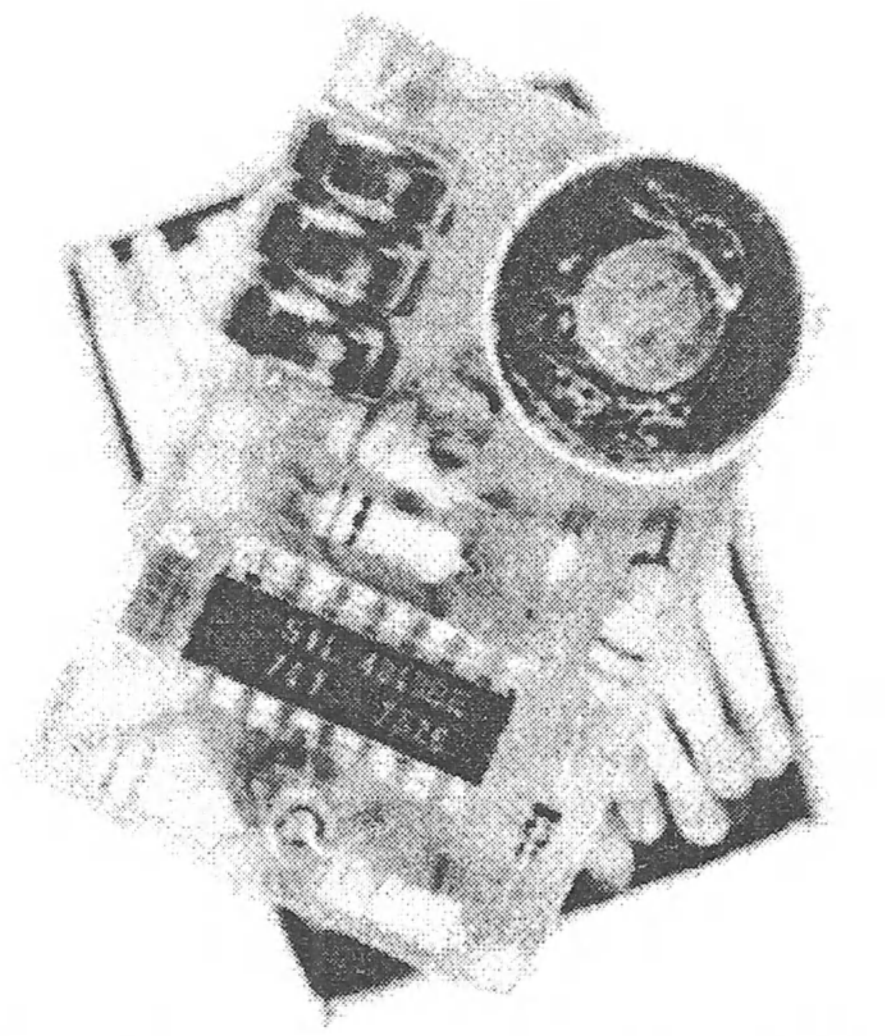
Rezistențe	**Condensatoare**
R1 = 470 Ω	C1 = 22 n
R2 = 68 Ω	
R3 = 1 k	**Semiconductoare**
R4 = 68 k	D1 = 1N4148
R5 = 18 k	T1 = BC547B
	IC1= 555

002 *Greier electronic cu „inimă" COS/MOS*

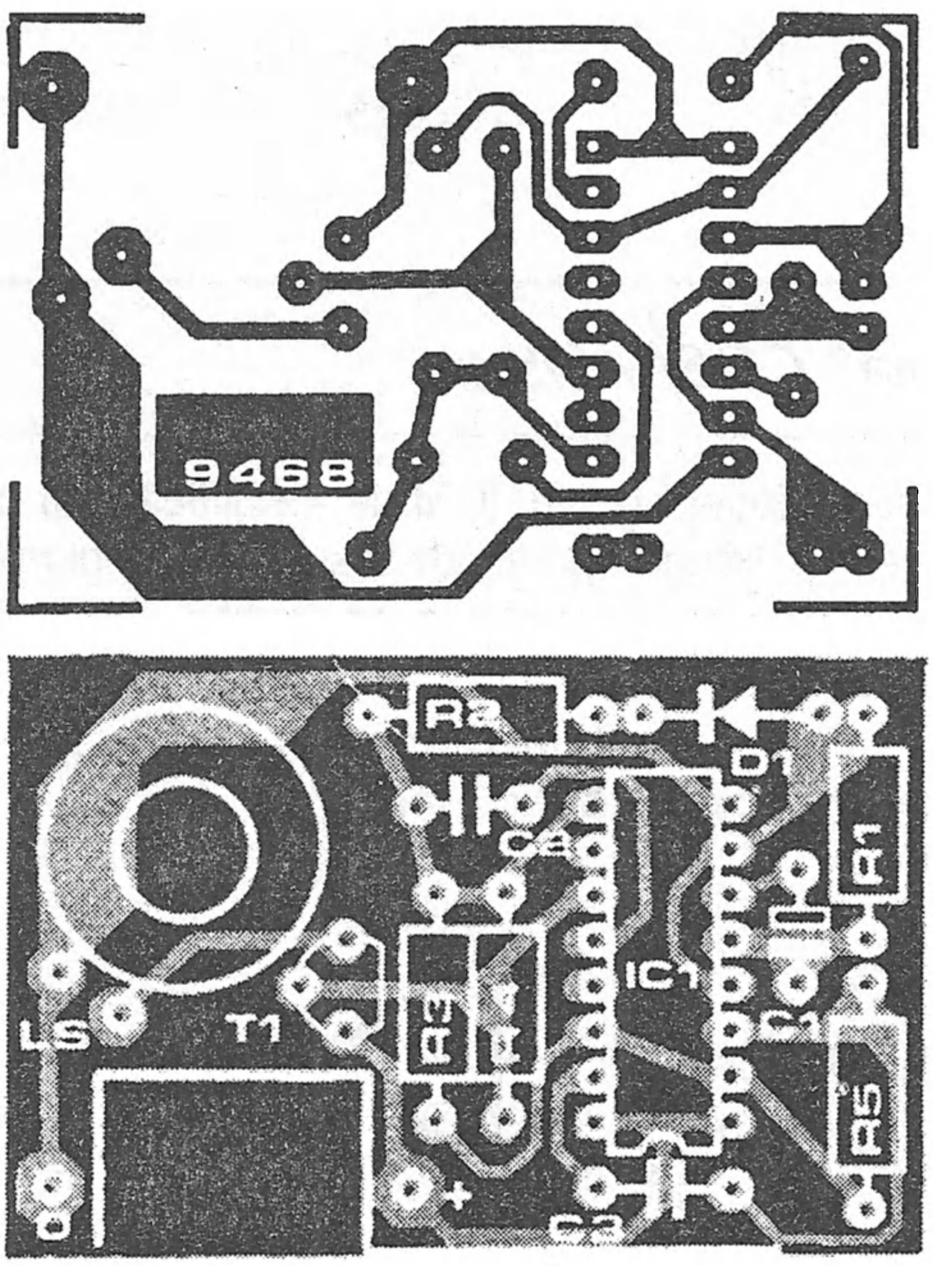
Mulți locuitori ai marilor orașe resimt toamna, la ieșirile în natură, lipsa familiarului țârâit de greier. Progresele realizate în domeniul tehnologiei circuitelor integrate au făcut posibilă imitarea acestei insecte. Raza efectivă de acțiune acustică măsoară până la 2 m, și aceasta în ciuda lipsei etajului final de amplificare în contratimp. Lângă aparat, chiar și țârâitul unui greier din apropiere nu mai este audibil. Deoarece

Fig. 1. Montajul greierului. Pentru țârâit sunt necesari doar 2 mA.





2



montajul lucrează în regim de impulsuri, durata de viață a bateriilor de alimentare este mai mare.

Fig. 1 prezintă schema electronică, extrem de simplă, a aparatului. „Inima” insectei constă din șase inversoare COS/MOS. Un multivibrator astabil, construit din inversoarele N3 și N4, modulează un al doilea multivibrator (N5, N6), care realizează de fapt țârâitul respectiv. Tranzistorul T1 descarcă ieșirea inversorului N5 și excită minicapsula difuzorului, a cărui rezistență trebuie să fie de circa 1 kΩ. Răspunzător de intervalul dintre țârâituri este multivibratorul format din N1, N2. Realizarea rapidă a greierului este ușurată de placa miniatură, al cărei plan de echipare este prezentat în fig. 2.

Lista de componente

Rezistențe
R1 = 470 k
R2 = 15 k
R3 = 820 k
R4 = 100 k
R5 = 560 k

Condensatoare
C1 = 22 μ / 6,3 V, tantal
C3 = 22 n

Semiconductoare
T1 = TUN
N1 ÷ N6 = CD4049
sau CD4009
D1 = DUS

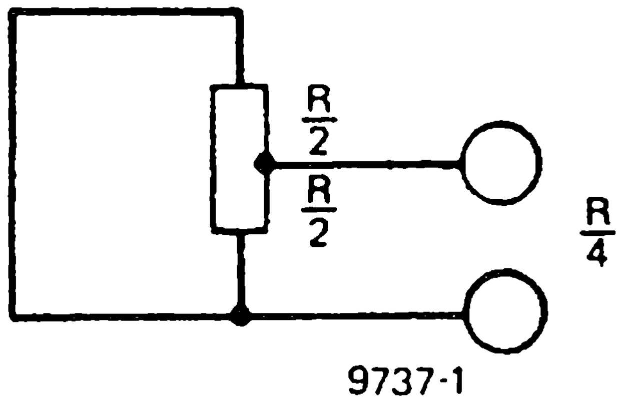
Diverse
S1 = 1 x unu
Capsulă difuzor = de ex. HM35 (Sennheiser)
Baterii = 3 baterii plate de câte 1,2 V

Fig. 2. Cablajul și modul de amplasare a pieselor pentru greierul COS/MOS.

003 *Rezistență de sarcină activă*

Pentru măsurători comparative ale puterilor de ieșire ale amplificatoarelor, este util să se folosească o rezistență care să nu aibă nici o componentă inductivă și care să poată fi folosită ca sarcină reală în locul difuzorului. Această rezistență trebuie dimensionată, bineînțeles, la puterea de ieșire a amplificatorului de verificat. Intră în discuție numai rezistențele confecționate din sârmă, nu și cele cu peliculă de carbon.

Rezistențele din sârmă au o componentă inductivă care, în schema echivalentă a montajului, se găsește în serie cu cea activă. Com-



ponenta inductivă nu favorizează tendința de autooscilație a montajului, ci determină o creștere a coeficientului de distorsiuni neliniare la puteri și la frecvențe ridicate. Această influență este deosebit de mare la unele amplificatoare, astfel încât, pe de o parte, pentru un factor de distorsiune prestabilit, puterea de ieșire este mai mică decât sarcina activă, iar pe de altă parte, o comparație exactă a amplificatoarelor în regim de lucru nu mai este posibilă.

Imaginea arată cum poate fi montat un potențiometru bobinat sau un semireglabil cu inductanță scăzută. Ambele capete ale potențiometrului sunt legate împreună, conectarea trebuind să se facă, pe cât posibil, la mijloc. Rezistența echivalentă, măsurată între cele două capete, prezintă o inductanță scăzută. Curenții, prin cele două rezistențe sau „bobine" determinate de cursor, circulă în direcții opuse, astfel încât în cazul unui cuplaj magnetic complet, ideal, al ambelor jumătăți, câmpurile magnetice și deci și inductivitățile se anulează complet. În practică, cuplajul este incomplet iar montajul prezintă totuși o mică inductivitate.

Pentru măsurătorile comparate ale amplificatoarelor, o asemenea rezistență activă de sarcină este absolut reală; aceasta nu este însă un înlocuitor perfect al difuzorului inductiv, care va fi montat mai târziu în montaj, la încercarea practică a amplificatorului analizat.

Pentru a obține valorile potrivite de putere și rezistență, la măsurători pot fi tratate, în modul descris mai sus, mai multe rezistențe din sârmă, rezistențe ce pot fi conectate în serie sau în paralel, în mod corespunzător.

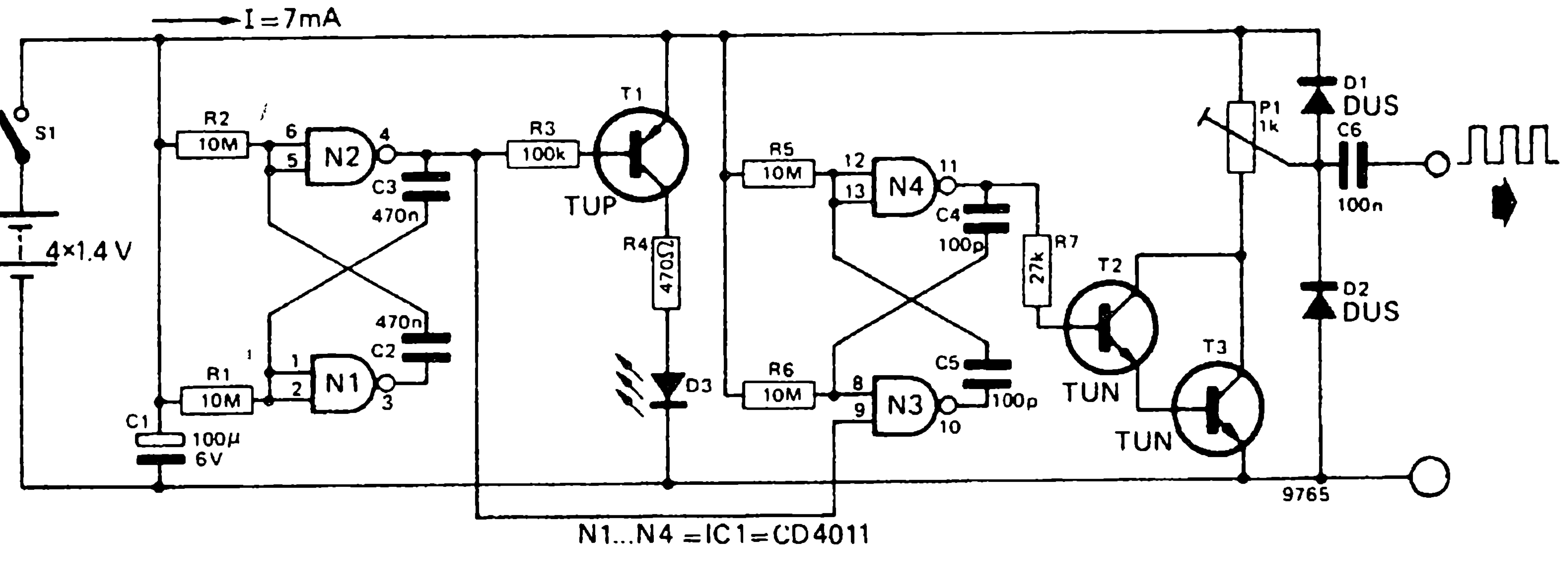
004 *Injector de semnal*

La verificarea montajelor de amplificatoare, este util un generator de semnal. Acest montaj simplu și ieftin dă posibilitatea nu numai de a depista rapid și eficace greșelile de montaj, ci îi și economisește amatorului banii, necesari procurării altor aparate de măsură mai scumpe.

Injectoarele de semnal existente în comerț generează de regulă un semnal de tensiune dreptunghiulară cu frecvența de 1 kHz. În practică însă, s-a dovedit că o comutare ritmică a semnalului dreptunghiular este mult mai eficace. Această observație ar putea fi transpusă în practică de următorul injector de semnal.

Fig. 1. Montajul injectorului de semnal. Acesta constă în principal din două multivibratoare astabile.

1



Montajul

Dacă privim schema din fig. 1, ne dăm seama că injectorul de semnal constă în principal din două multivibratoare astabile. Oscilatorul construit cu porțile N3 și N4 oscilează cu o frecvență de 1 kHz. Componentele care-i stabilesc frecvența sunt rezistențele R5, R6 și condensatoarele C4, C5.

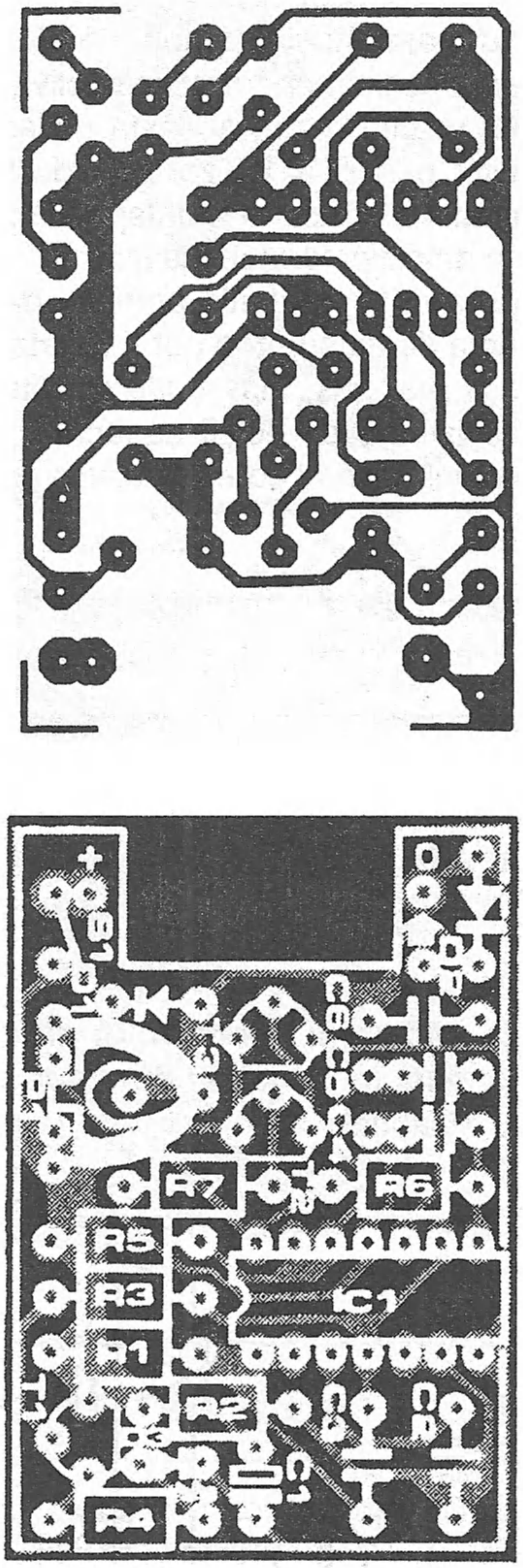


Fig. 2. Circuitul imprimat și modul de amplasare a componentelor injectorului de semnal.

Prin generatorul de tact construit cu porțile N1, N2, oscilatorul este pornit și oprit cu o frecvență de 1 kHz. Rezistențele R1, R2 și condensatoarele C2, C3 stabilesc raportul impuls / pauză.

Durata semnalelor și pauzelor poate fi modificată după voie prin modificarea valorii componentelor ce determină timpii respectivi. Un control optic al funcționării generatorului se realizează cu ajutorul LED-ului D3. Acesta este comandat de T1.

Tranzistoarele T2 și T3, conectate în montaj Darlington, generează, datorită amplificării mari, un semnal dreptunghiular cu flancuri abrupte și contribuie la obținerea unei impedanțe mici la ieșire.

Tensiunea la ieșire se reglează cu P1.

Diodele D1 și D2 elimină reacțiile de tensiune ale montajului de verificat.

Dacă se testează cu injectorul de semnal și montaje cu tuburi electronice, atunci trebuie ca atât diodele D1, D2 cât și condensatorul C6 să aibă o tensiune de lucru cu cel puțin 30% mai mare decât cea mai mare tensiune a montajului de verificat.

Deoarece puterea absorbită de montaj este foarte redusă, el poate fi alimentat cu 4 baterii R6.

Lista de componente

Rezistențe	**Condensatoare**
R1, R2, R5, R6 = 10 M	C1 = 100 µ / 6 V
R3 = 100 k	C2, C3 = 470 n
R4 = 470 Ω	C4, C5 = 100 p
R7 = 27 k	C6 = 100 n / 250 V
P1 = 1 k semireglabil	

Semiconductoare	**Diverse**
IC1 = CD4011	S1 = întrerupător
T1 = TUP	1 x unu
T2, T3 = TUN	4 baterii plate
D1, D2 = DUS (vezi textul)	
D3 = LED	

(J. W. van Beek)

005 Fantomă

De fapt, titlul ar fi trebuit să sune cam așa: „Imitator de stafie comandat de la distanță". Printr-o cuplare neîntâmplătoare a unui emițător de ultrasunete miniatural ascuns, de exemplu, în buzunarul jachetei, pot fi declanșate, într-un receptor instalat la distanță, o serie de semnale asemănătoare unor ciocănituri pline de mister. Dacă la o ședință de spiritism stafia adevărată nu apare – în ciuda așteptărilor –, atunci puteți folosi montajul descris aici.

Este vorba, după cum ați bănuit deja, de o rezolvare electronică a cazului nefericit când stafia veritabilă, dintr-un motiv oarecare, este împiedicată să se manifeste.

Elektor dorește, prin această dezvăluire, fie să scoată de sub monopolul său stafiile, fie să le necăjească într-un fel oarecare. Editura nu-și asumă nici o răspundere dacă un mare număr de stafii vor rămâne fără loc de muncă.

Din fericire, aceste considerații introductive sunt suficiente pentru clarificarea intențiilor legate de acest articol, astfel încât acum putem descrie cum funcționează de fapt montajul.

Acela care vrea să cheme cu succes o stafie, ascunde în îmbrăcămintea sa un minuscul emițător de ultrasunete. Acesta constă din puține părți componente, iar consumul de curent este foarte mic. Când este acționat butonul de semnal, generatorul de ultrasunete emite impulsuri inaudibile, care sunt recepționate de un receptor, ascuns în prealabil. Pe partea de recepție, semnalul ultrasonor, amplificat și redresat, comandă un „generator de ciocănituri"; un difuzor face semnalele audibile celor prezenți, sub formă de ciocănituri ale stafiei.

Distanța maximă între emițător și receptor măsoară între 4 și 5 cm.

Emițătorul

Pentru emițătorul stafie sunt necesare, așa cum se arată în fig. 1, doar un circuit integrat de tip 4011 și un convertor de ultrasunete. Cu cele patru porți 4011 se construiesc 2 multivibratoare astabile; frecvența primului (N5, N6) este de 1 Hz, a celui de al doilea (N7, N8) de 40 kHz. Odată închis contactul butonului S1, cel de al doilea multivibrator astabil emite neîntrerupt semnale de 40 kHz în ritmul de 1 Hz. Dimensionarea s-a făcut astfel încât durata semnalelor ultrasonore emise la o secundă să fie de câteva milisecunde.

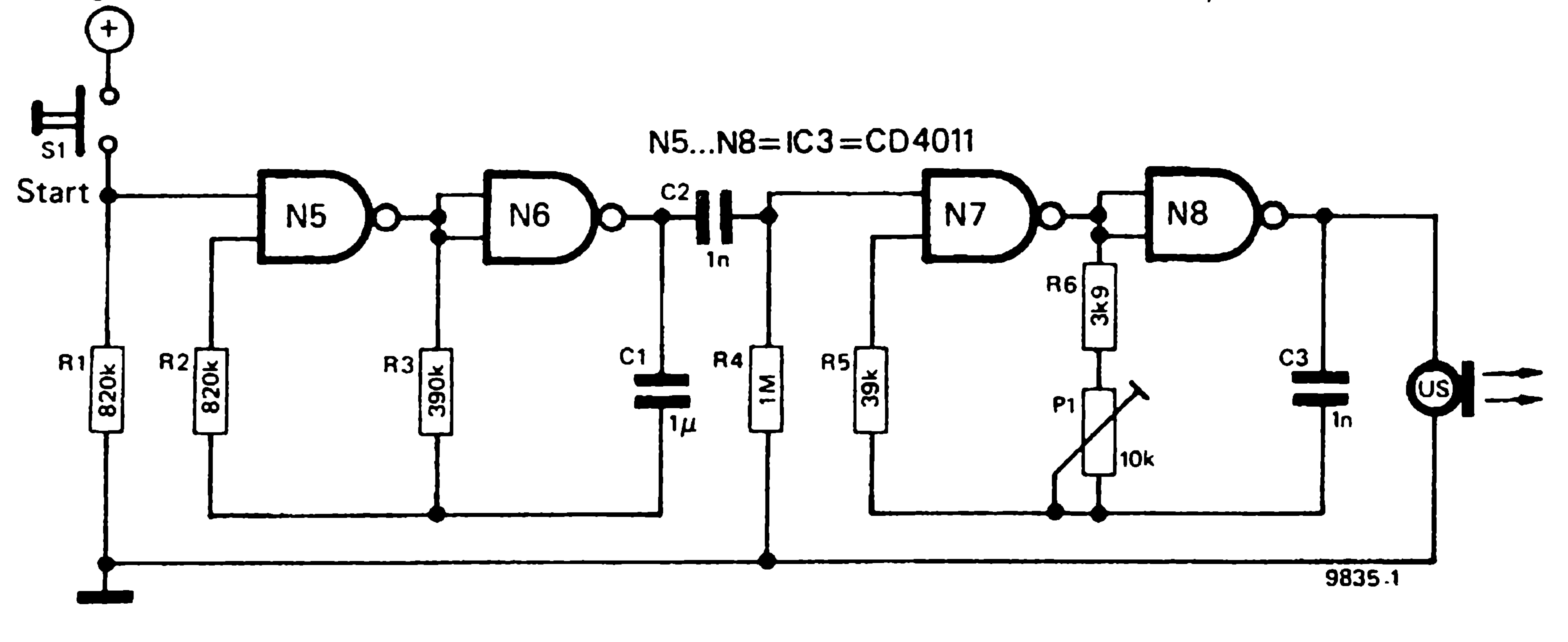
Montajul permite o construcție miniaturală; necesarul de curent este atât de redus (circa 0,3 mA), încât poate fi neglijat.

Receptorul

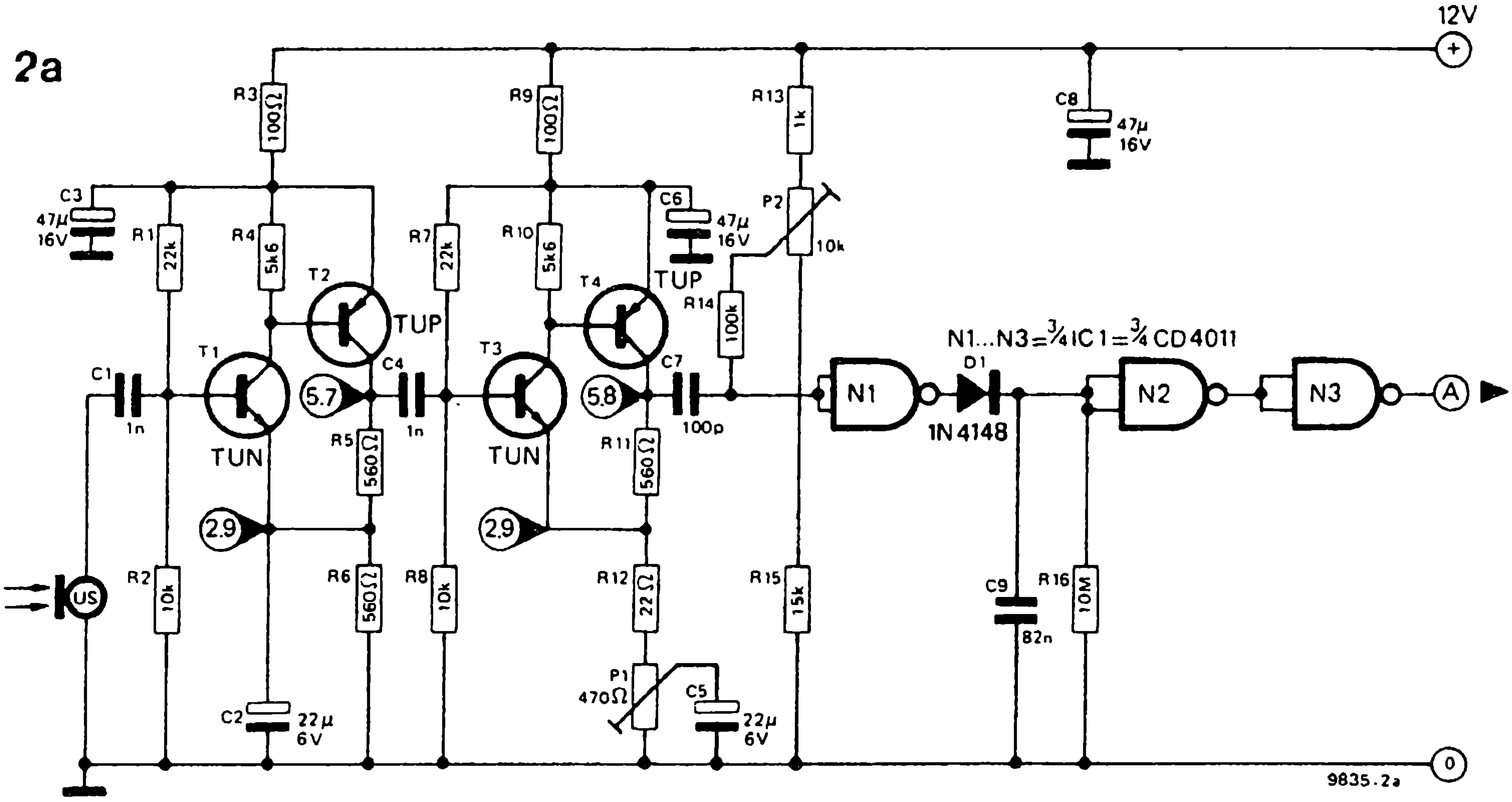
Fig. 2 *a, 2b* și *2c* prezintă montajul receptorului. Semnalul este mai întâi amplificat în două etaje, care constau fiecare din câte două tranzistoare cuplate, având caracteristici identice. Amplificarea celui de al doilea etaj (T3, T4) poate fi reglată cu potențiometrul P1; ea nu ar

Fig. 1. Montajul emițătorului fantomă. Frecvența ultrasunetelor poate fi reglată cu potențiometrul P1 la valoarea la care se obține cea mai mare rază de acțiune.

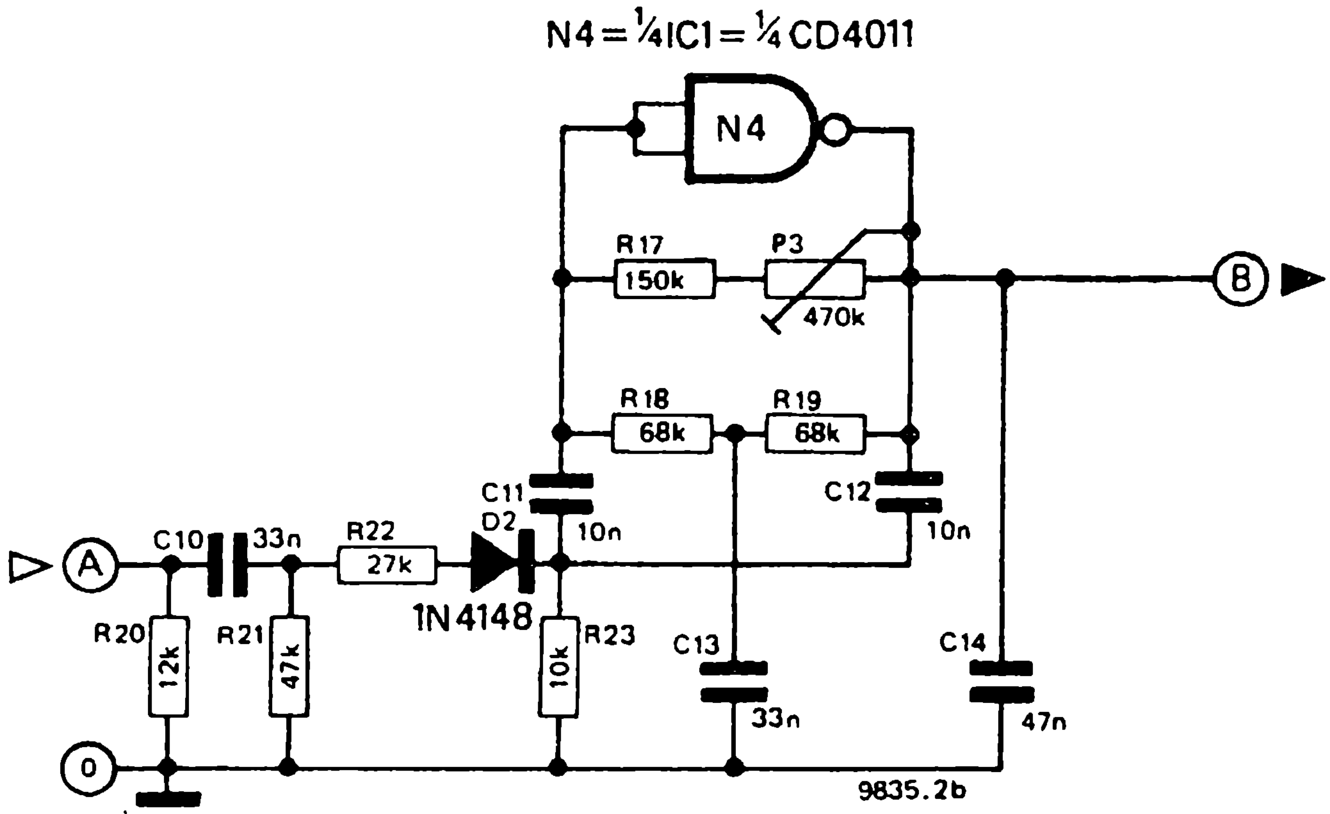
1



2a


12V
R3 100Ω
R9 100Ω
R13 1k
C8 47μ 16V
C3 47μ 16V
R1 22k
R4 5k6
T2 TUP
R7 22k
R10 5k6
C6 47μ 16V
T4 TUP
P2 10k
R14 100k
N1...N3=¾IC1=¾CD4011
C1 1n
T1 TUN
5.7
C4 1n
T3 TUN
5.8
C7 100p
N1
D1 1N4148
N2
N3
A
R5 560Ω
R11 560Ω
2.9
2.9
R2 10k
R6 560Ω
R8 10k
R12 22Ω
R15 15k
C9 82n
R16 10M
US
P1 470Ω
C5 22μ 6V
C2 22μ 6V
0
9835.2a

2b


N4=¼IC1=¼CD4011
N4
R17 150k
P3 470k
B
R18 68k
R19 68k
C11 10n
C12 10n
A
C10 33n
R22 27k
D2 1N4148
R20 12k
R21 47k
R23 10k
C13 33n
C14 47n
0
9835.2b

2c

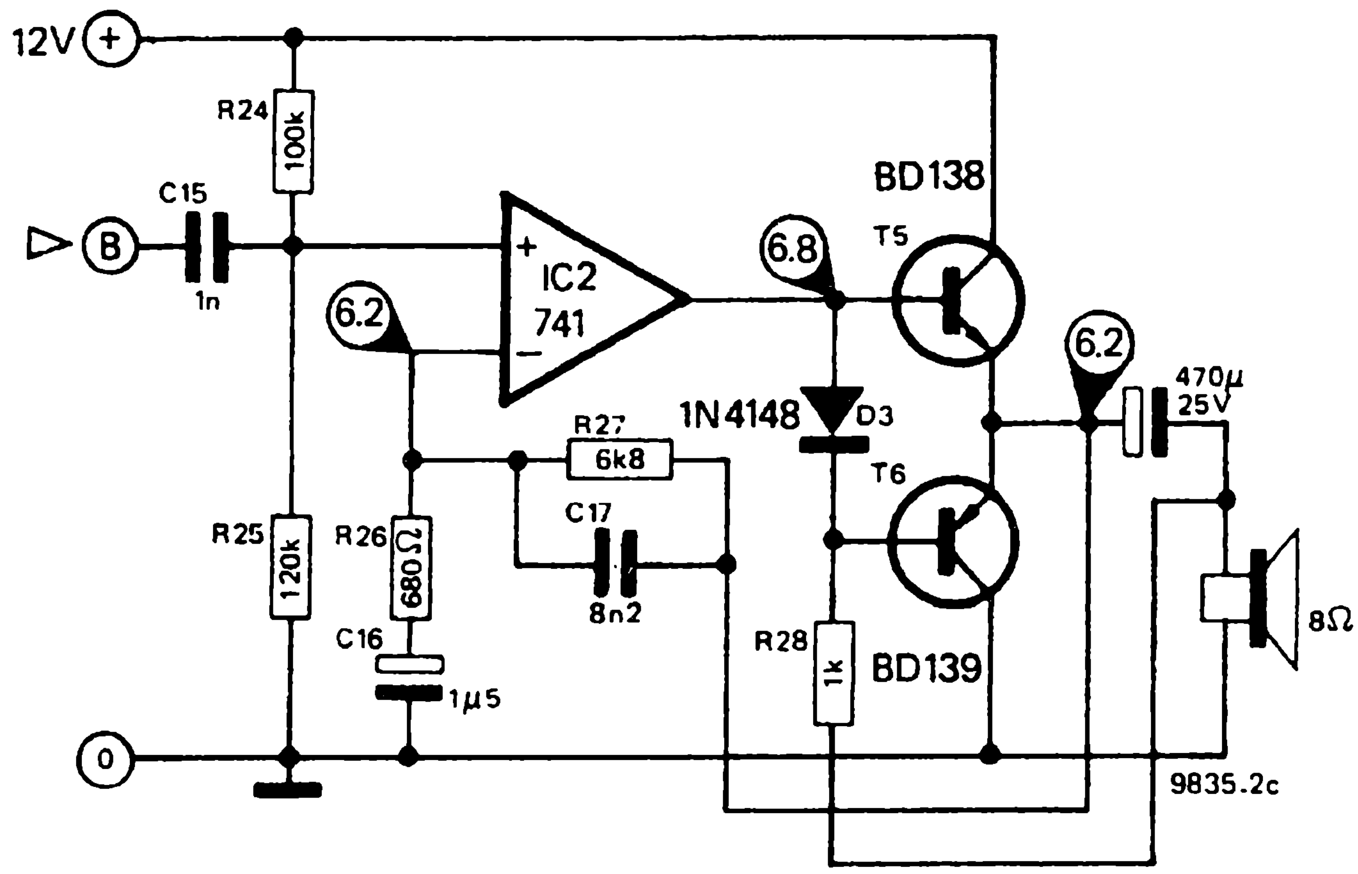

12V
R24 100k
BD138
T5
C15 1n
B
6.8
IC2 741
6.2
6.2
470μ 25V
1N4148 D3
R27 6k8
T6
C17 8n2
R25 120k
R26 680Ω
C16 1μ5
R28 1k
BD139
8Ω
0
9835.2c

Fig. 2. Montajul receptorului. Drept convertoare de ultrasunete, pentru emițător și receptor, sunt adecvate atât tipurile produse de Volvo, cât și cele produse de Murata. Ultimele sunt de preferat în acest caz, datorită dimensiunilor reduse.

trebui să fie mai mare decât este necesar, prin aceasta sensibilitatea la bruiaj rămânând redusă. După aceste două etaje de amplificare, urmează un etaj trigger reglabil (N1); datorită acestuia, zgomotele parazite de mică intensitate nu mai declanșează zgomote de tip ciocănituri. Reglarea potențiometrului P2 depinde de nivelul de perturbație din locul de instalare și se face experimental. După reglarea etajului trigger, semnalul este redresat; urmează două trepte de atenuare (N2, N3) și în cele din urmă generatorul de ciocănituri construit cu N4. Poarta NAND, utilizată aici ca amplificator, este cuplată invers la un filtru dublu T. Numai la frecvența de rezonanță f_0 rotirea fazelor filtrului dublu T măsoară 180°, astfel încât etajul oscilează la această frecvență, cu premisa ca amplificarea să fie suficientă.

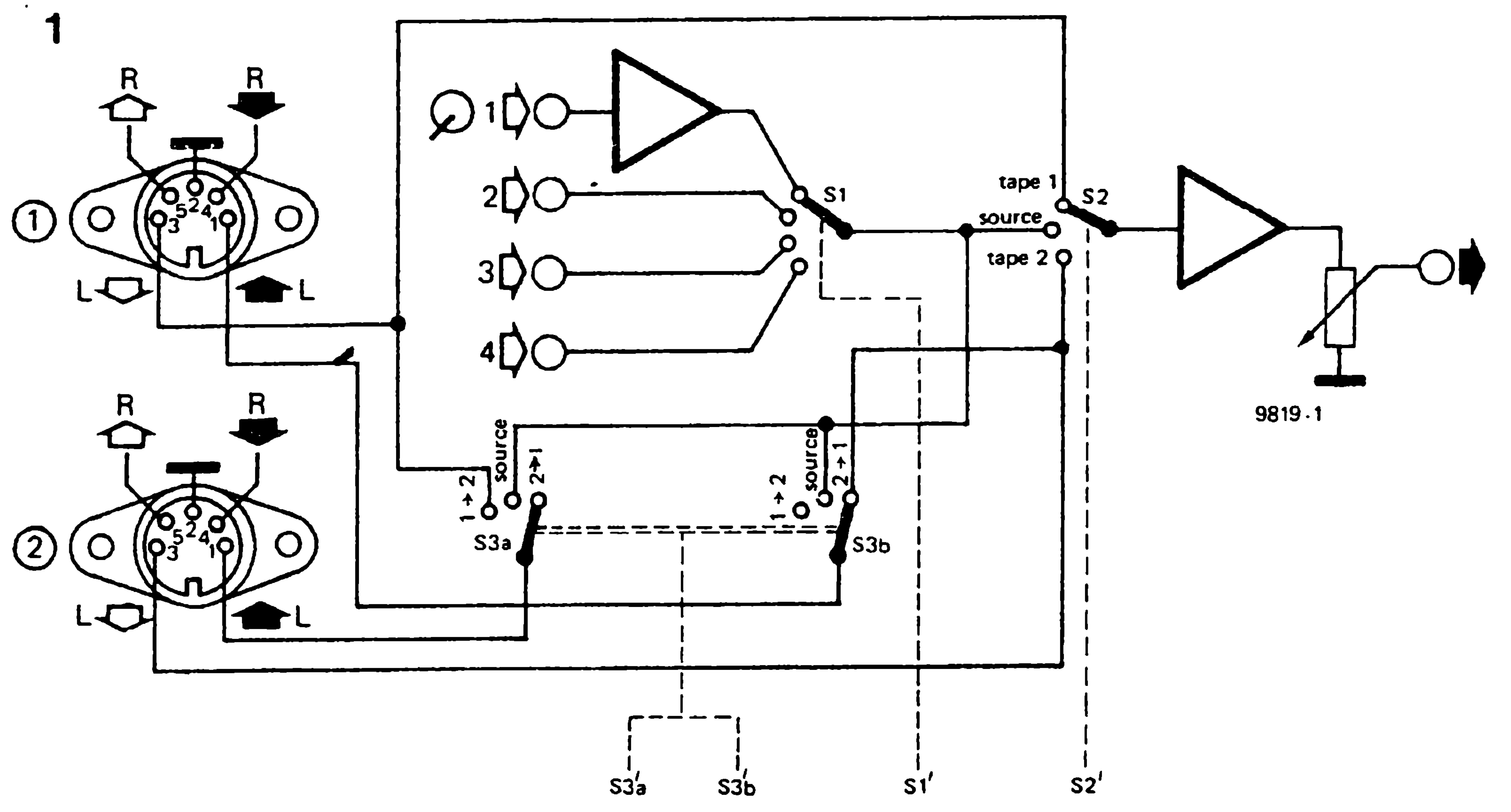
Amplificarea porții N4 trebuie reglată cu potențiometrul P3, astfel încât generatorul de ciocănituri, în stare de repaus, să nu oscileze încă. Abia atunci când semnalul de ieșire de la poarta N3 „lovește", poate lua naștere această oscilație amortizată. La dimensionarea dată pentru filtru, zgomotul produs sună ca o ciocănitură în tăblia unei mese de lemn. Sunetul poate fi reglat după propria dorință, prin modificarea valorilor R18, R19, R23, C11, C12 și C13.

Etajul final, construit foarte simplu cu IC2 (741) și T5, T6, permite conectarea unui difuzor de 8 Ω. La prima vedere, puterea de ieșire de 2 W apare cam modestă; dar gândiți-vă totuși că obișnuita stafie veritabilă trebuie să se străduiască foarte mult dacă vrea să se facă auzită.

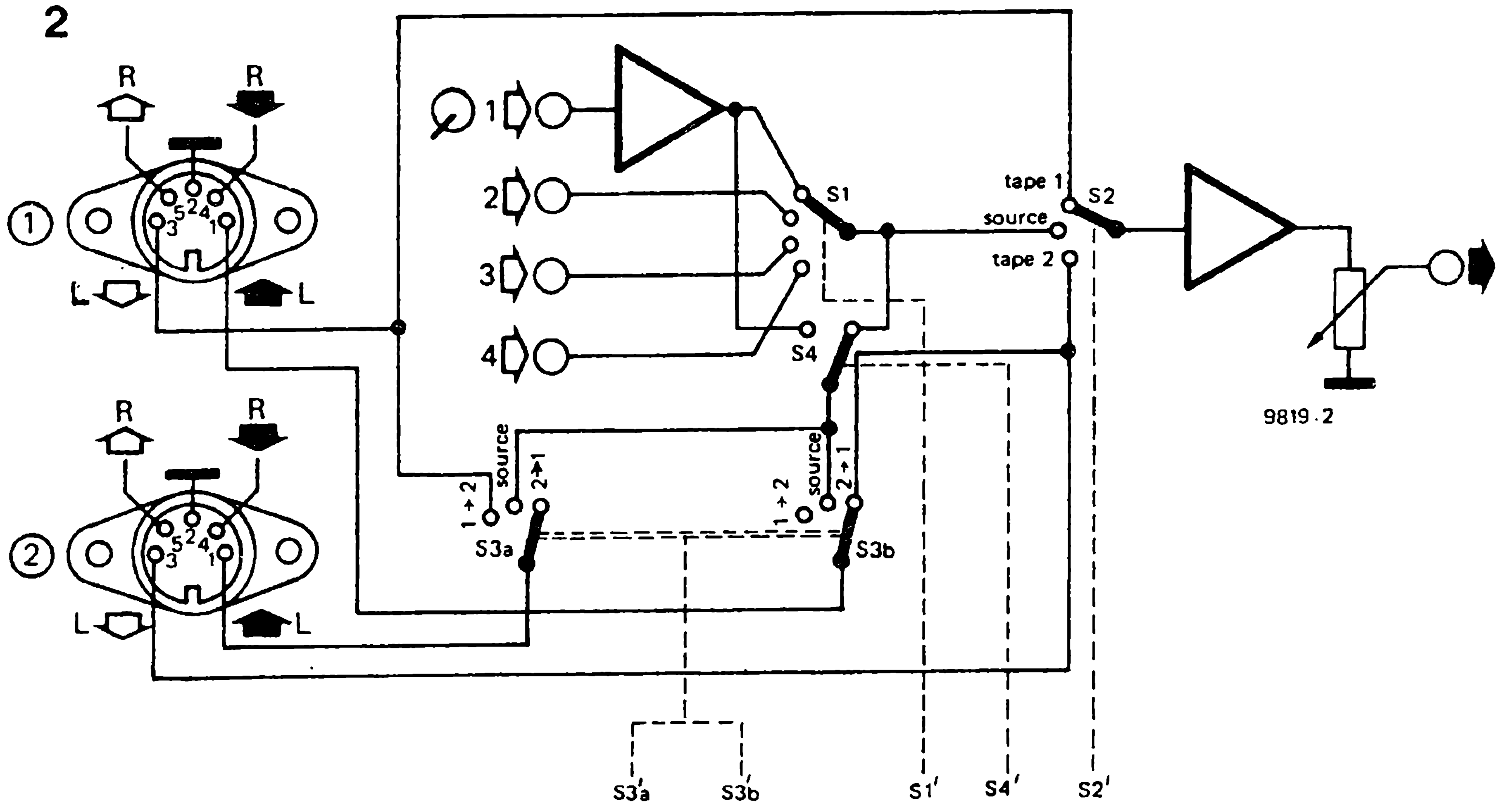
006 *Monitor înregistrare bandă*

La cele mai multe amplificatoare HiFi fabricate industrial, diferitele butoane, întrerupătoare, taste și fișe absolut necesare sunt deja destul de numeroase. Cu toate acestea, înzestrarea suplimentară descrisă aici poate aduce servicii utile.

1



2



În fig. 1, S1 este comutatorul de selecție a intrării preamplificatorului, iar S2 este un comutator monitor suplimentar, de construcție proprie, montat în amplificator. În mod normal, un amplificator posedă doar un singur cuplaj pentru casetofon, acesta servind concomitent atât pentru înregistrare cât și pentru redare. Semnalul pentru înregistrare se obține în această situație de la contactul din mijloc al comutatorului de selecție a intrărilor, la bornele corespunzătoare.

În fig. 1, lângă S1 și S2, se găsește un al treilea comutator (S3ab); în afară de acesta, mai sunt disponibile două mufe de casetofon. În poziția 1-2, racordul redare de la fișa 1 este legat cu racordul înregistrare de la fișa 2; în poziția 2-1 se întâmplă invers, racordul redare de la fișa 2 este legat la racordul înregistrare de la fișa 1. Prin aceasta înregistrările pe bandă pot fi transferate de la un aparat la altul, fără schimbarea racordurilor de la primul aparat la al doilea și invers. De poziția comutatorului monitor S3 depinde dacă sursa de program, adică semnalul de ieșire de la casetofonul nr. 1 sau semnalul de ieșire de la casetofonul nr. 2, este redat prin amplificator.

Adeseori se dorește înregistrarea de discuri pe bandă, în timp ce amplificatorul redă o altă sursă de program (de ex., Tuner). Pentru aceasta, trebuie intercalat suplimentar comutatorul S4 (vezi fig. 2). Chiar și la casetofoanele simple, acest lucru este posibil; în acest caz, S2 trebuie să stea totuși în poziția „Source", așa încât funcția de monitor a amplificatorului să cadă.

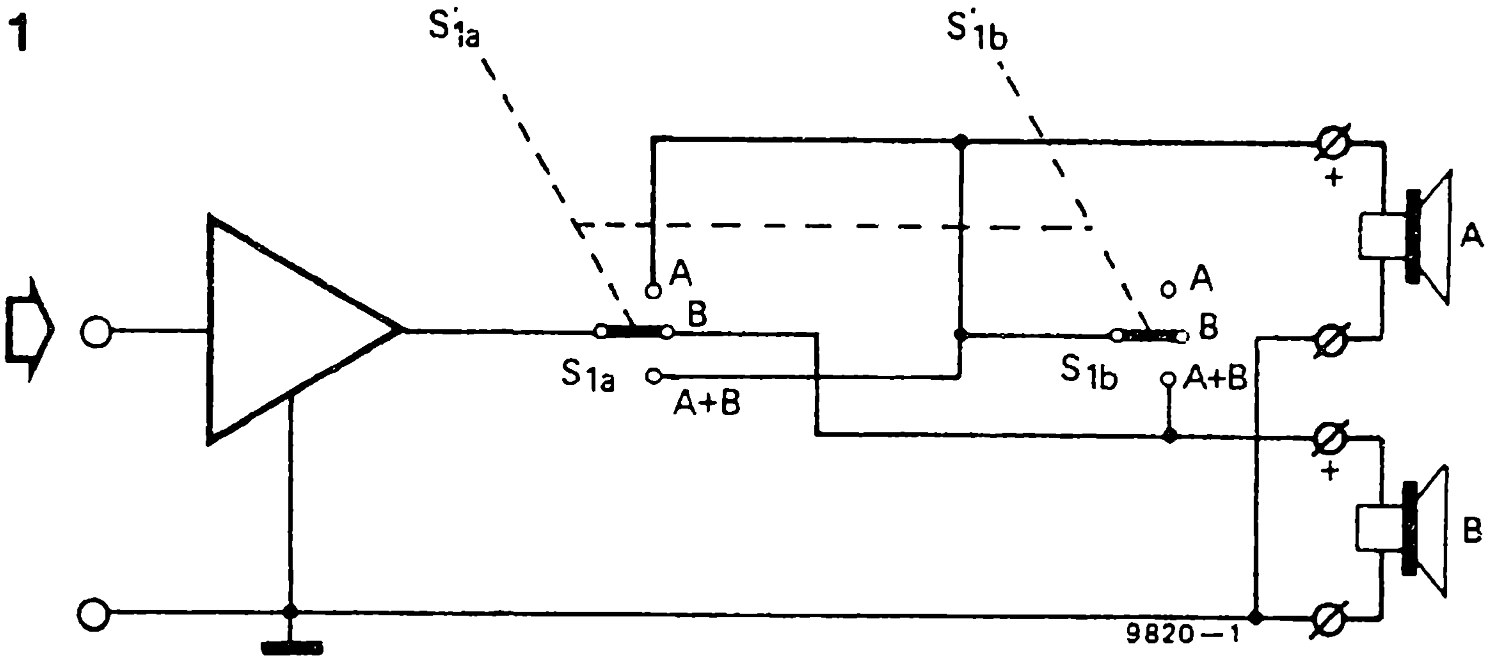
Pentru simplificare, în fig. 1 și 2 au fost desenate numai canalele stânga.

007 *Racordarea corectă a difuzorului*

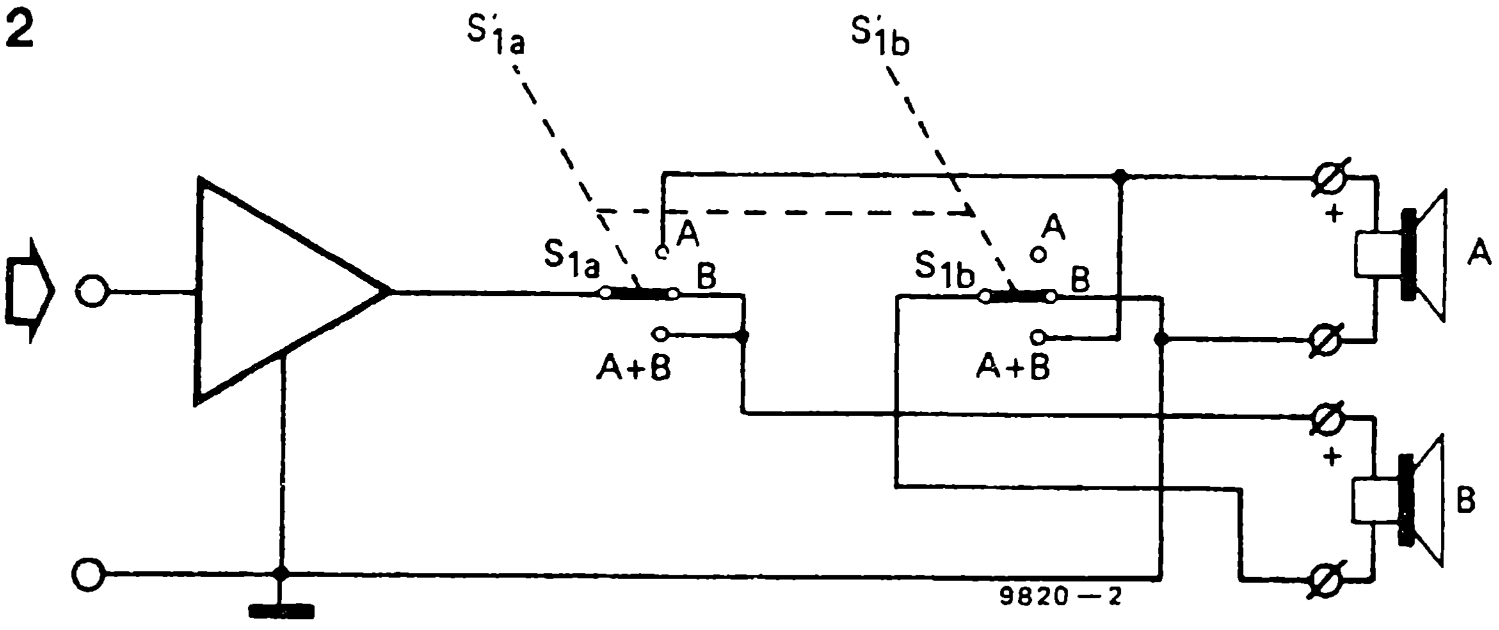
La nenumărate amplificatoare comerciale HiFi, în special la cele din clasa cu preț ridicat, este prevăzută posibilitatea conectării mai multor difuzoare. Prin aceasta, de exemplu, un program poate fi transmis în mai multe camere, ceea ce permite o comparație nemijlocită a audiției între diferitele boxe de difuzoare, fără plicticoasa operație de înnădire a cablurilor. Amplificatoarele de construcție proprie ar trebui să fie înzestrate, din acest motiv, cu cel puțin două racorduri interschimbabile de difuzor.

Sunt desenate alăturat două comutatoare pentru un așa numit comutator A/B/A+B, în execuție mono. Pentru stereo, cel de al doilea

1



2



canal este identic cu primul. În poziția A, numai difuzorul A (perechea de difuzoare) este racordat la ieșirea amplificatorului; în poziția B, numai difuzorul B (perechea de difuzoare); iar în poziția A+B, sunt în funcțiune ambele difuzoare (perechi de difuzoare).

Fig. 1 prezintă montajul în paralel, fig. 2 montajul în serie al ambelor difuzoare în poziția A+B. La montajul din fig. 1, amplificatorul are ca sarcină impedanțele celor două difuzoare legate în paralel; aceasta poate totuși, în funcție de situație, să conducă la o supraîncărcare a etajului final. Pe de altă parte, factorul de atenuare este mai ridicat la conectarea în paralel a difuzoarelor A și B decât la conectarea în serie ca în fig. 2.

În ambele cazuri, nu ajungem să ne plimbăm de colo-colo intercalând comutatoare între ieșirea amplificatorului și boxele difuzoarelor. Contactele comutatorului trebuie să depășească cu mai mulți amperi curentul efectiv; rezistența lor în timpul duratei de viață a comutatorului (din fericire, lungă) trebuie să fie cât mai mică, iar frecvența să rămână (realmente) independentă. În caz contrar, se ajunge la un factor de atenuare prea scăzut care prejudiciază audiția.

Factorul de atenuare este egal cu raportul dintre rezistența nominală de sarcină (de cele mai multe ori 4 Ω sau 8 Ω) și rezistența cu care boxa difuzorului „privește spre înapoi" în direcția amplificatorului. Ultima rezistență menționată se compune din: impedanța de ieșire a amplificatorului, rezistența conductoarelor, rezistențele de trecere ale legăturilor prin fișe și rezistențele eventualelor comutatoare.

Și la amplificatoarele de construcție proprie ar trebui să ne străduim ca rezistențele conductoarelor și rezistențele de trecere să fie cât mai mici posibil, deoarece de acestea depinde în principal factorul de atenuare. Amplificatoarele comerciale au în general factori de atenuare între 50 și 200 la rezistența de sarcină nominală. Valori între 20 și 30 sunt suficiente totuși, cu prisosință.

În încheiere, încă un sfat practic: secțiunea conductoarelor difuzoarelor ar trebui aleasă pe cât posibil mai mare, chiar și atunci când nu sunt distanțe mari de parcurs. Cablul de instalație cu o secțiune de 2,5 mm^2 este aici foarte potrivit; în plus, izolații colorate diferit ale conductoarelor ușurează conectarea la aceeași fază în cazul stereo – stereo.

Priza și fișa de difuzor, standardizare DIN, ar fi mai bine să *nu* fie utilizate, ele constituind prea des un „test" pentru siguranțele de scurtcircuit ale amplificatoarelor. Atunci când trebuie totuși să folosim neapărat două legături prin fișă per boxă (la amplificator și la boxa însăși), este bine să folosim prize și fișe dimensionate suficient sau, și mai bine, cleme de cablu. Capetele dezizolate ale cablurilor nu trebuie să fie cositorite deoarece prin aceasta se mărește rezistența de trecere!

008 *Convertor de precizie tensiune-frecvență*

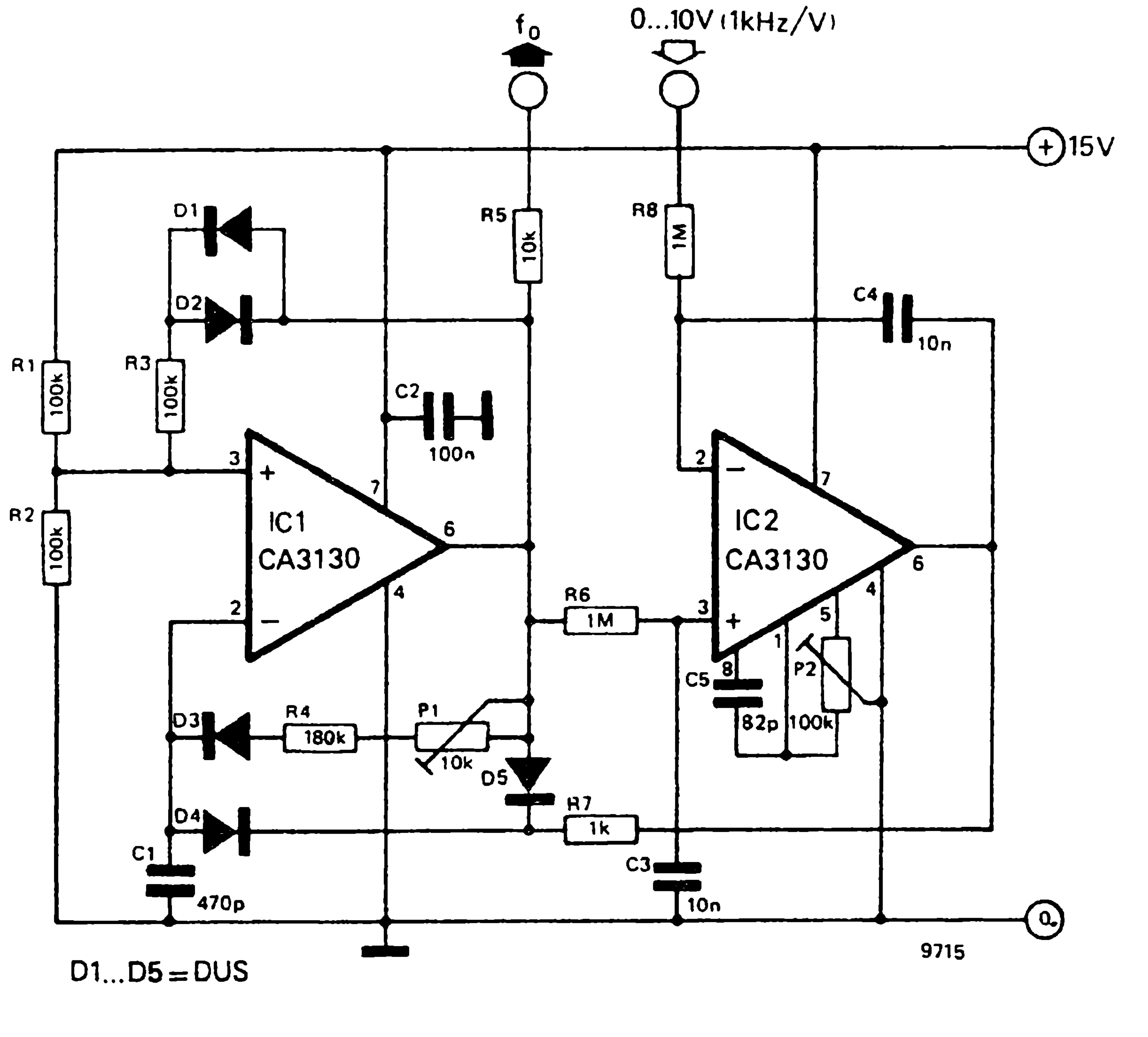
Acest oscilator comandat în tensiune are o abatere de la liniaritate de numai 0,5% și prezintă un flux de temperatură de numai 0,01%/°C. IC1 lucrează ca multivibrator și produce cu T2 impulsuri de formă dreptunghiulară de lățime egală. Lățimea impulsurilor este funcție de R4, P1 și de C1. Cu P1 putem modifica fin frecvența de ieșire f_0.

Prin perechea integrată R6, C3, tensiunea de ieșire a multivibratorului este condusă la intrarea neinversoare a lui IC2, care lucrează în regim de comparator. Tensiunea existentă acolo se calculează cu formula U2 = U + T2/T1. Ieșirea comparatorului este legată prin R7, D4 la intrarea neinversoare a lui IC1. Prin această reacție se reglează montajul astfel încât să fie îndeplinită condiția U1 = U2.

În acest mod, frecvența de ieșire poate fi reglată foarte precis cu ajutorul tensiunii U1.

Dioda D3 este necesară pentru ca în timpul perioadei T3 să fie eliminată influența rezistenței R4 și a potențiometrului P1. Diodele D1 și D2 produc un mic flux de temperatură. Cu potențiometrul P2 se reglează tensiunea offset. Prin calitățile sale deosebite, acest convertor de tensiune-frecvență, VCO, ar trebui să-și găsească un câmp larg de aplicație.

(RCA)

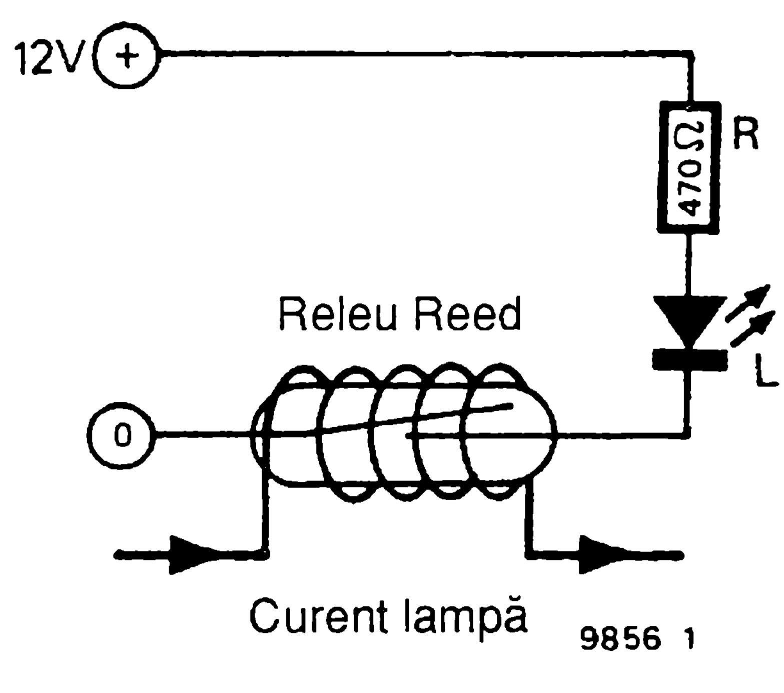


009 *Supravegherea curentului*

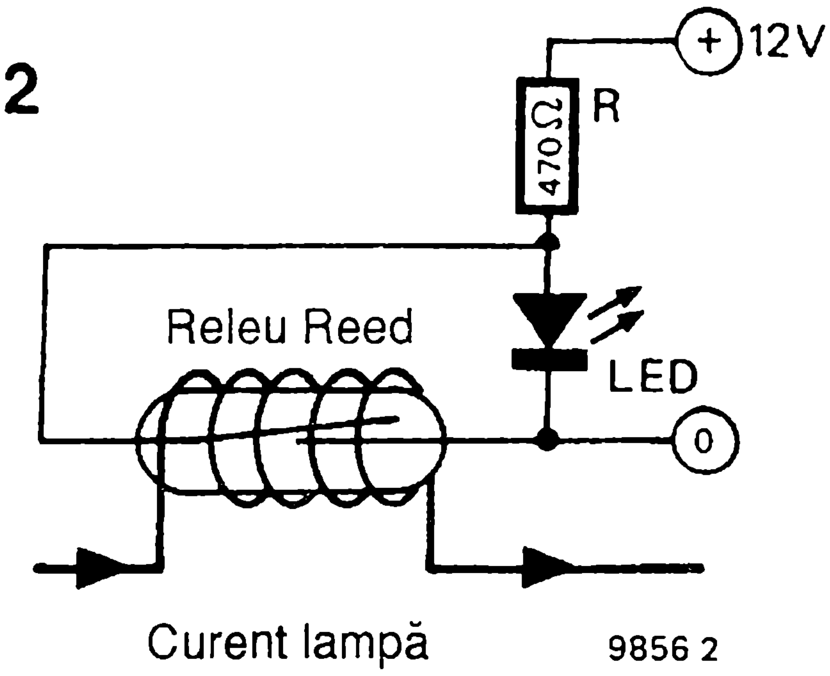
Marele număr de autovehicule incomplet luminate de pe străzi în timpul nopții ne permite să conchidem că mulți conducători auto observă abia după câtva timp stingerea întâmplătoare a unui far sau a unei lămpi spate.

Un contactor Reed ca supraveghetor de curent ne oferă, cu cele mai simple mijloace, o indicație pe tabloul de bord, în caz de defecțiune, pentru totalitatea luminilor autovehiculului și, cu aceasta, o contribuție activă la siguranța circulației. Un contactor Reed necesită de regulă între 30 și 100 A·sp (amper-spire = numărul de spire al inductorului x curentul de excitație), pentru a închide contactul propriu. La curenții relativ mari ai lămpilor unui autovehicul, obținem acționarea releului cu un număr relativ redus de spire. De exemplu, curentul preluat de ambele faruri măsoară circa 7,5 - 8 A (la 12 V). Un contactor Reed cu 50 Asp, necesită în acest caz 7 spire pentru a supraveghea lămpile farurilor. Imediat ce o lampă suferă o defecțiune, curentul lămpilor scade sub jumătate din valoare, iar contactorul Reed deschide contactul propriu. Acest lucru se poate vedea în figurile 1 și 2. LED-ul din figura 1 luminează atâta timp cât contactorul Reed este închis; la căderea unei lămpi, indicatorul LED se stinge și el. În montajul din figura 2 lucrurile se petrec exact invers: căderea lămpii este semnalizată prin aprinderea LED-ului.

1



2



Se recomandă să se supravegheze independent curentul farurilor, al lămpilor spate și al frânelor, adică pe fiecare circuit să fie câte un contactor Reed. În funcție de contactorul utilizat, sunt necesare circa 4-14 spire pentru supravegherea farurilor (2 x 45 W, 7,5 A), 35-100 spire pentru lămpile spate (2 x 5 W, 1 A) și 12-40 spire pentru lămpile frânelor (2 x 15 W, 2,5 A). Toate indicațiile sunt valabile pentru o tensiune de 12 V a acumulatorului. Dacă numărul de spire ale contactorului Reed utilizat nu este cunoscut exact, atunci va trebui să se determine experimental numărul de amper-spire necesar.

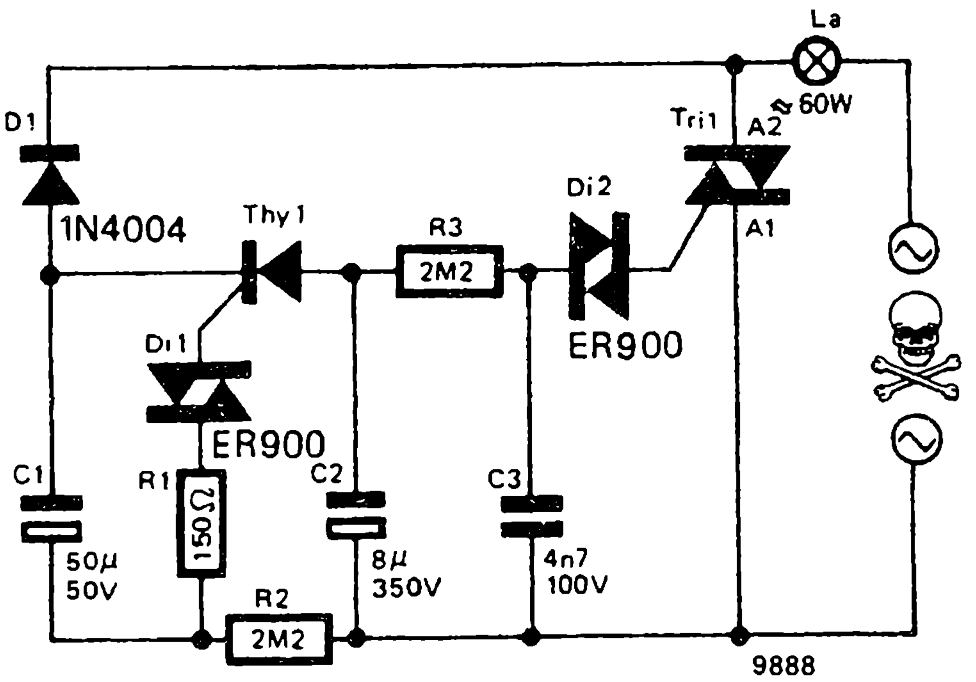
010 *Foc în cămin*

În puține case se mai găsește astăzi un foc deschis în cămin, care să răspândească, în recile zile de iarnă, căldură și tihnă. Aprinderea focului și mai apoi curățarea căminului nu sunt tocmai cele mai plăcute îndeletniciri, dar aceste impedimente sunt totuși evitabile. Un montaj puțin costisitor ne permite să avem, după dorință, un „foc" ce arde cu flacără și care nu prezintă inconvenientele arătate mai sus.

Înainte ca focul să trosnească tihnit în cămin trebuie însă puțină strădanie și răbdare. Și pentru a menține un foc este nevoie de atenție

continuă! Ațâțarea cu o pereche de foale, aprovizionarea cu lemne și, în sfârșit, curățarea căminului nu sunt tocmai o plăcere. De aceea, în unele cămine, focul veritabil a fost înlocuit printr-o imitație de foc ce iluminează din interior. Deranjant în această soluție este numai faptul că un astfel de „foc" luminează altfel decât cel veritabil, nu pâlpâie, ci luminează constant cu aceeași intensitate. Cu ajutorul câtorva componente se poate modela totuși un foc artificial, astfel încât să pară cât se poate de realist.

Modul de lucru al montajului nu este complicat: după racordarea la tensiunea de rețea, condensatorul C1 se încarcă prin rezistența R2 și dioda D1. Imediat ce tensiunea condensatorului atinge pragul de triggerare al diacului Di1, tiristorul Thy1 se aprinde, astfel încât condensatorul C2 se poate încărca acum prin Thy1 și D1. La următoarea trecere prin nul a tensiunii de rețea, Thy1 este stins din nou; o parte a sarcinii lui C2 se scurge acum prin rezistența R3 (mare) către condensatorul C3, care se găsește în circuitul de aprindere al triacului Tri 1. Unghiul de fază al impulsului de aprindere care întreține acest triac prin diacul Di2 se schimbă odată cu descărcarea condensatorului C2. Urmarea este o „flacără" neregulată a „focului" aflat în circuitul de încărcare, care cu puțină fantezie poate fi considerat a fi absolut realist. Este de adăugat că procesul descris se repetă atunci când tensiunea lui C1



Thy1 = Thyristor, 400 V/1 A
Tri 1 = Triac, 400 V/4 A

atinge din nou pragul de triggerare al diacului Di1.

În ceea ce privește dimensionarea părții de construcție, să fim atenți la următoarele: triacul Tri1 trebuie să fie capabil să întrerupă cel puțin dublul curentului nominal al lămpii La de iluminat. Pentru un foc de cămin de tip și de mărime obișnuită, este de regulă suficient un triac de 4 A / 400 V. La construirea și acționarea montajului este neapărat necesar să fim conștienți că focul din cămin este pus în funcțiune direct de la rețeaua de tensiune; de aceea este indispensabilă construcția unei carcase din material plastic. Altminteri, s-ar putea, la fel ca la un foc de cămin „clasic" să vă ardeți cu adevărat degetele.

(S. Kaul)

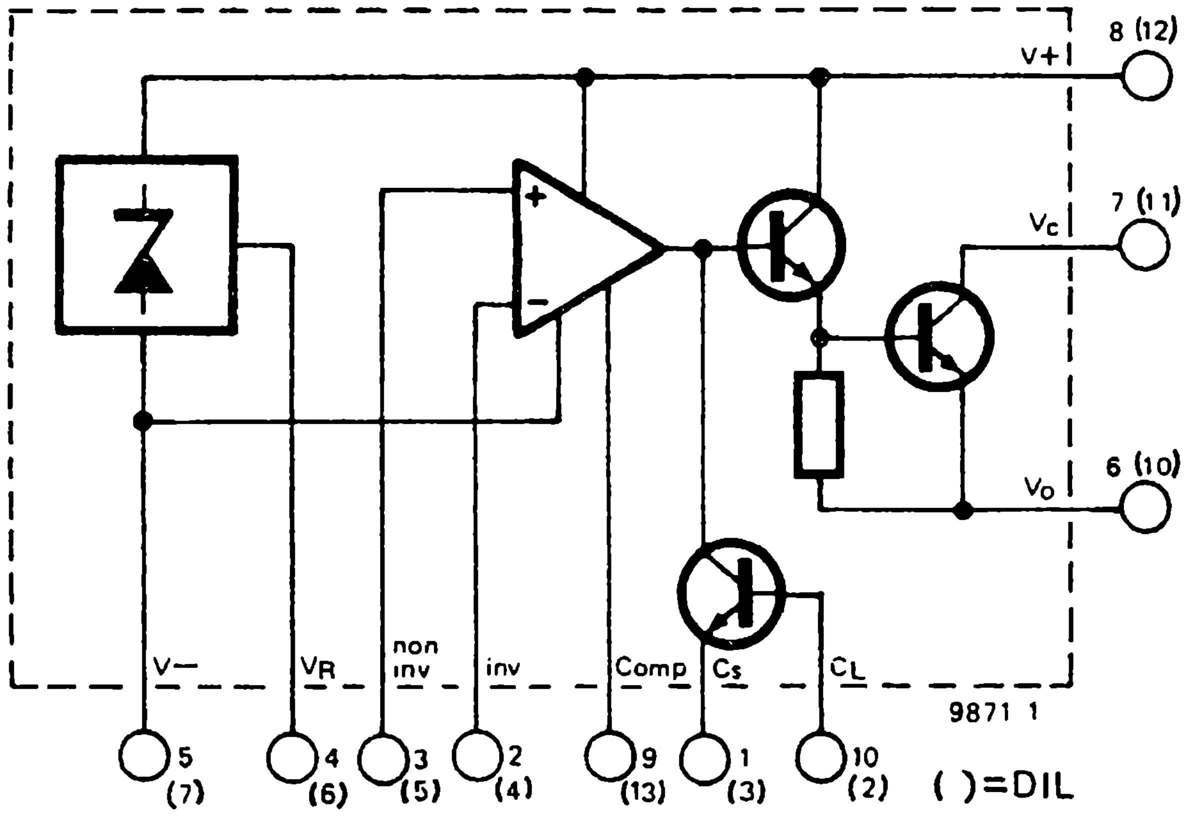
011 *Sursă de curent constant cu 723*

Însușirile deosebite ale stabilizatorului de tensiune µA723 (LM723 sau TBA281) privind stabilitatea și comportarea față de temperatură sunt cunoscute.

Acesta a fost utilizat până acum doar ca stabilizator de tensiune, dar el poate fi utilizat și ca regulator de curent.

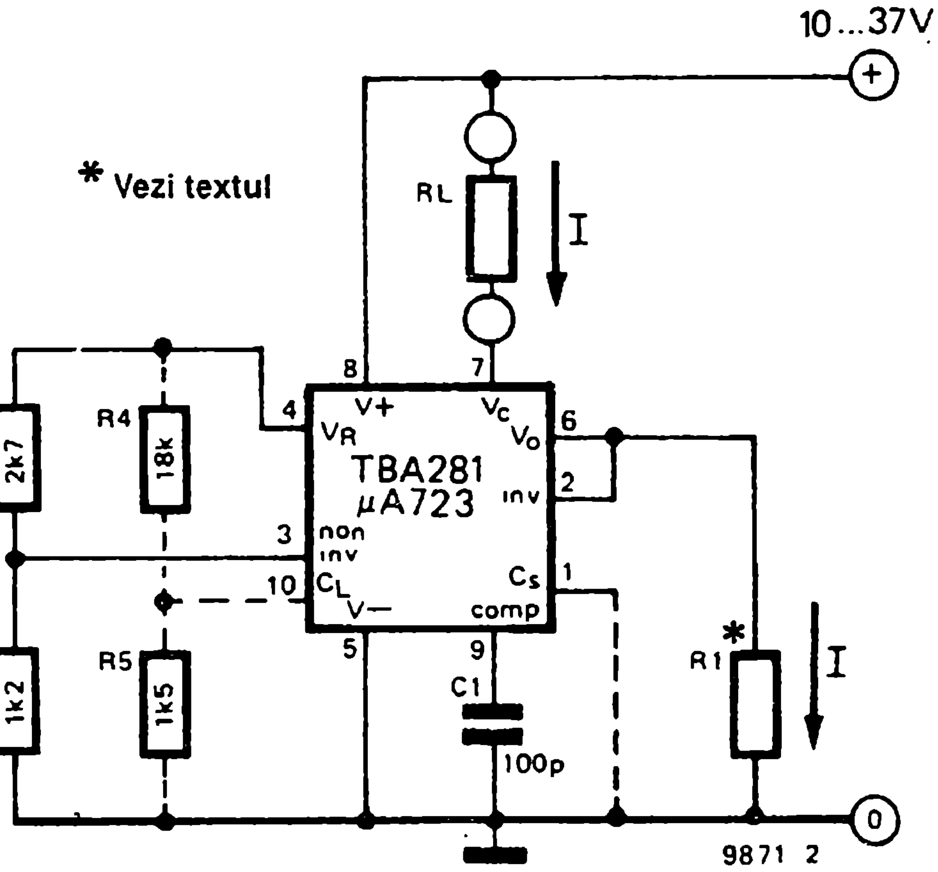
Fig. 1 prezintă o imagine mult simplificată a schemei interioare a lui IC 723. Ea conține o diodă Zener compensată la temperatură, un amplificator diferențial și un tranzistor amplificator final. La borna 4 a circuitului integrat avem la dispoziție o tensiune stabilizată compensată la temperatură, de circa 6,8 V până la 7,5 V. Funcția sursei de curent constant este ușor de dedus din fig. 2, datorită schemei interioare simplificate a lui 723. O parte a tensiunii de referință (2,2 V) este comparată cu tensiunea prin rezistența R1. Deoarece amplificatorul diferențial menține, prin R1, tensiunea la o valoare constantă (2,2 V), curentul I prin R1 este de asemenea constant. Curentul constant poate fi calculat cu formula: I = 2,2 V / R1. Prin alegerea de valori diferite pentru R1, curentul constant poate fi reglat la valoarea dorită. Conectarea rezistenței de sarcină se realizează la pinul 7 al circuitului 723. Limita superioară a curentului la ieșire este de circa 150 mA, dar

1



la dimensionarea lui R1 trebuie să fim atenți totuși ca puterea maximă disipată (800 mW) a circuitului integrat să nu fie depășită.

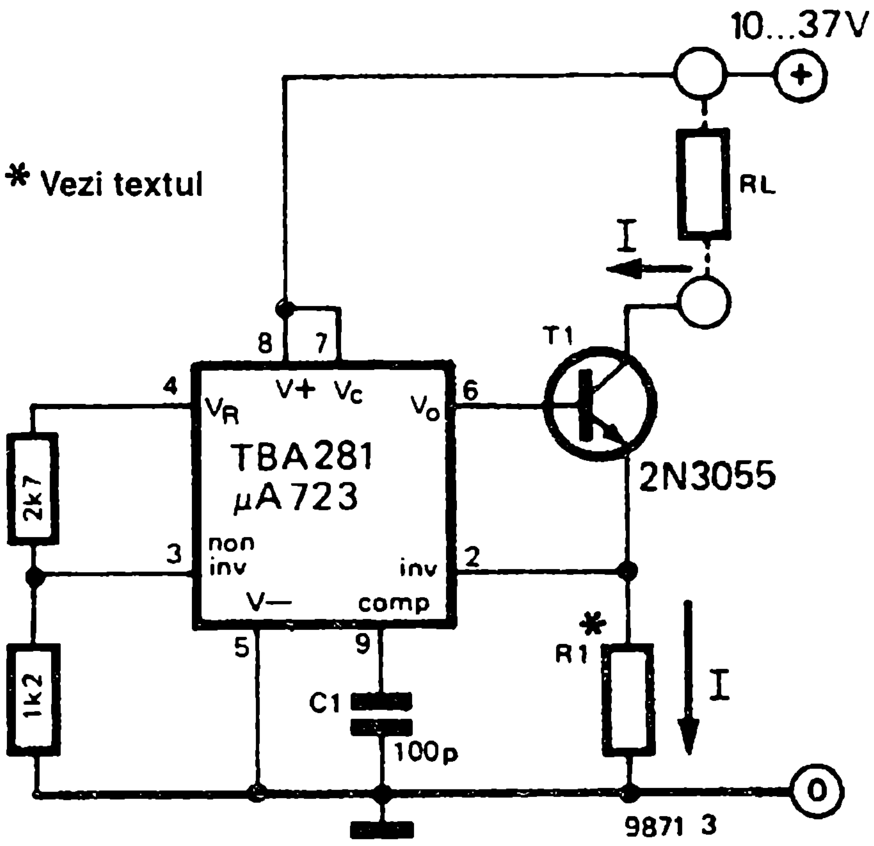
2



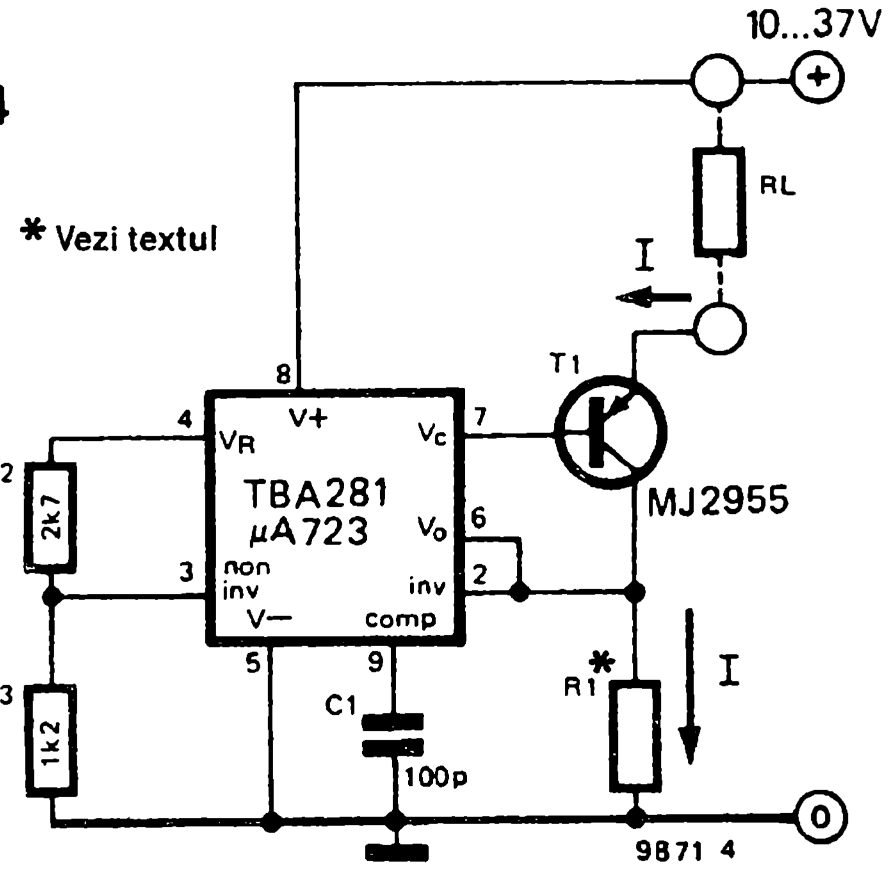
Curenți constanți mai mari se obțin prin adăugarea la montaj a unui tranzistor NPN (fig. 3) sau PNP (fig. 4). Dacă se alege R1 = 2,2 Ω (2,2 W), atunci curentul constant prin R1, respectiv rezistența de sarcină R_{L1}, este de 1 A. Trebuie să fim atenți la încălzirea tranzistoarelor.

Circuitul integrat poate fi protejat contra suprasarcinilor termice prin adăugarea a două rezistențe (în fig. 2, figurate cu linie întreruptă). Tranzistorul limitator de curent servește ca traductor de temperatură. Din tensiunea de referință, cu ajutorul divizorului de tensiune format din rezistențele de 18 k și 1k5, se realizează o pre-tensiune de bază (aproximativ 0,55 V), care ar trebui să fie sub tensiunea de conducție a tranzistorului. Tensiunea de conducție este, conform prospectului, de 0,65 V, la o temperatură a cipului de 120°C. La 120°C,

3



4



tranzistorul conduce și blochează amplificatorul final de ieșire al circuitului integrat.

Montajele descrise aici se caracterizează printr-o stabilitate înaltă, printr-un domeniu larg al tensiunilor de funcționare și, înainte de toate, printr-un preț convenabil.

012 Măsurarea frecvențelor cu multimetrul

Un multimetru, fie el chiar numit și universal, își merită această denumire, cu adevărat, doar atunci când poate măsura și alte mărimi în afară de curent, tensiune și rezistență. Multimetrul trebuie să capete, în acest caz, un accesoriu care să transforme mărimea de măsurat, de exemplu, în tensiune. Cu ajutorul convertorului frecvență-tensiune descris aici, pot fi măsurate frecvențe în domeniul 10 ... 10.000 Hz cu aproape orice multimetru.

Pentru a măsura frecvențe din domeniul inferior, nu este neapărat nevoie de un numărător de frecvențe digital. Un procedeu de măsurare analogic poate, în anumite situații, să fie mai simplu și mai ieftin, mai ales că „citirea" analogică (multimetrul) este aproape întotdeauna la dispoziție. Lipsește doar un convertor potrivit care să transforme frecvența de măsurat într-o mărime „inteligibilă" pentru aparatul de măsură. Alegerea a căzut aici asupra unui convertor frecvență-tensiune sub forma circuitului integrat 4151 produs de Raytheon (vezi Elektor, caietele 79/80, pag. 46, nr. 24 - convertor frecvență-tensiune). Acest convertor are o precizie de 1% (independent de precizia multimetrului), ceea ce este suficient, în cele mai multe cazuri.

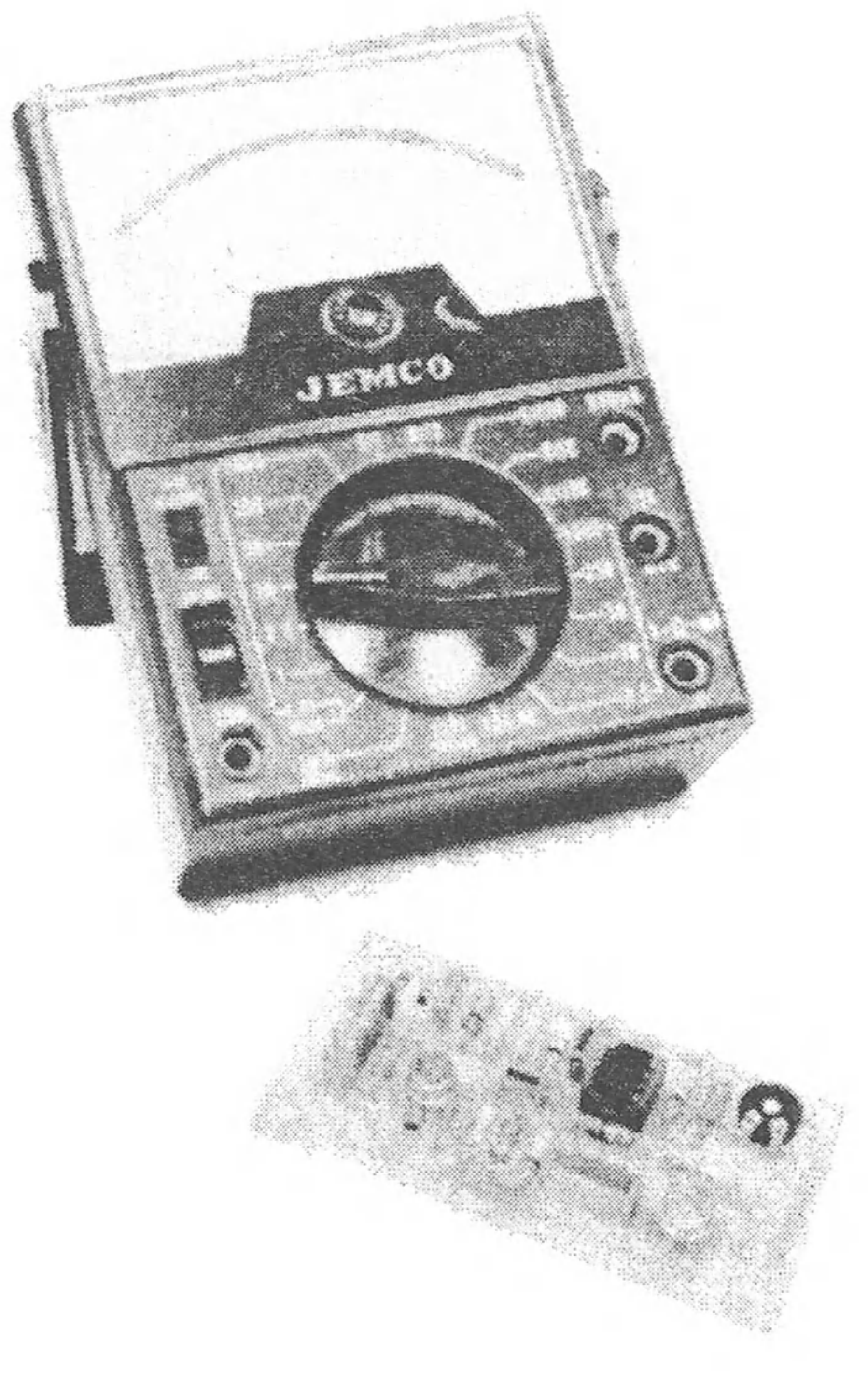
Deoarece convertorul impune anumite condiții semnalului de intrare, s-a montat un comparator în fața lui 4151. Comparatorul are rolul ca, din semnalele de măsurat, de formă și mărime oarecare (tensiune minimă la intrare de 50 mV), să dea naștere unor semnale care să fie potrivite pentru comanda lui 4151. Tensiunea maximă la intrarea dispozitivului este de 400 V tensiune la vârf, ieșirea fiind protejată la scurtcircuit.

Montajul

Fig. 1 prezintă montajul complet al dispozitivului de măsurat frecvențe. În măsura în care condensatorul C1 este suficient de rezistent la tensiune, este permis, așa cum s-a menționat deja, să fie aplicată la intrare o tensiune alternativă de până la maximum 400 V (tensiunile continue sunt blocate de C2).

Diodele D1 și D2 scurtcircuitează acele tensiuni care sunt incompatibile pentru comparator (IC1). Pentru a împiedica pe mai departe ca tensiunile la intrările comparatorului să poată fi negative, intrările se găsesc, prin divizorul de tensiune R3/R4, la jumătatea tensiunii de alimentare. Rezistența R2 poate fi neglijată datorită impedanței extrem de mari a lui 3130.

În funcție de tensiunea offset (foarte mică), ieșirea rămâne, în lipsa unui semnal de intrare, fie la masă, fie la potențialul tensiunii de alimentare. Dacă se aplică totuși o tensiune al-



ternativă la intrarea montajului, atunci tensiunea la intrarea comparatorului invertor se modifică la o valoare esențial mai mică, ca urmare a rezistenței mari a lui R2, decât la intrarea neinversoare. Comparatorul basculează de aceea continuu, în ritmul frecvenței semnalului de intrare. Condensatorul C3 mărește viteza de comutare, astfel încât la ieșire apare un semnal dreptunghiular, cu fronturile puternic înclinate. Frecvența acestui semnal este convertită de 4151 într-o tensiune continuă proporțională. Corespondența exactă între frecvență și tensiune este dată de formula:

$$\frac{U}{f} = \frac{R9 \cdot R11 \cdot C5}{0{,}486 \cdot (R10 + P1)}$$

La dimensionarea dată în schema montajului, rezultă un factor de transformare de 1 V/kHz, astfel încât indicației maxime a instrumentului în domeniul de 10 V îi corespunde o frecvență de 10 kHz. Multimetrele care, de exemplu, în locul domeniului de 10 V, au un domeniu de 6 V pot fi folosite în același mod; în acest caz limita superioară pe scala respectivă este de 6 kHz. Dacă se dorește să se măsoare frecvențe de până la 10 kHz pe scala de 6 V, atunci potențiometrul P1 trebuie să fie reglat altfel. În unele cazuri, o modificare a valorilor lui R10 și/sau P1 poate fi necesară, însă rezistența totală între pinul 2 al circuitului integrat și masă nu are voie să scadă sub 500 Ω.

Un amplificator operațional de tipul 3130 (IC3) servește ca etaj de ieșire.

Alături de impedanța înaltă de intrare, acest circuit integrat este superior prin aceea că el, ca repetor de tensiune, poate prelucra și tensiuni de intrare foarte mici. De aceea, frecvențele joase (sub 1 kHz) pot fi citite precis după comutarea pe un domeniu de măsurare mai mic (de ex. 1 V).

Ieșirea este protejată la scurtcircuit prin adăugarea lui R12. Pentru a se compensa căderea de tensiune pe R12 (eroare de măsurare!), tensiunea existentă în spatele acestei rezistențe este făcută să-și piardă efectul și este comparată peste intrarea inversoare cu tensiunea la intrarea neinversoare. Rezistența R12 cauzează totuși o pierdere de tensiune la multimetrul conectat.

Prin aceasta, deși instrumentul atinge capătul scalei în domeniul de 10 V, nu este permis ca

Lista de componente

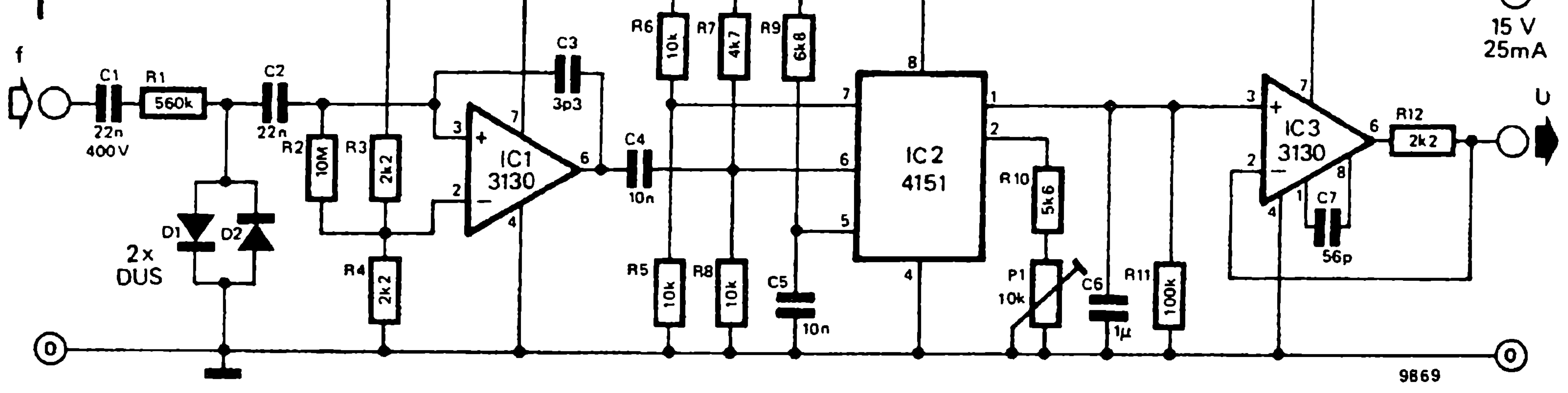
Rezistențe	**Condensatoare**
R1 = 560 k	C1 = 22 n / 400 V
R2 = 10 M	C2 = 22 n
R3, R4, R12 = 2k2	C3 = 3p3
R5, R6, R8 = 10 k	C4, C5 = 10n
R7 = 4k7	C6 = 1 μ MKM sau MKH
R9 = 6k8	C7 = 56 p
R10 = 5k6	
R11 = 100 k	**Semiconductoare**
P1 = 10 k semireglabil	D1, D2 = DUS
	IC1, IC3 = 3130
	IC2 = 4151

Fig. 1. Un convertor integrat frecvență-tensiune (4151) împreună cu un comparator (IC1) conectat în față și un repetor de tensiune de partea ieșirii (IC3) fac posibilă măsurarea directă a frecvenței cu un multimetru.

Date tehnice

Domeniul de măsurare: 10 Hz ... 10 kHz
Impedanță de intrare: > 560 k
Sensibilitate: 50 mV_{VV}
Tensiune de intrare maximă: 400 V
Sarcina la ieșire: ≥ 5 k (pentru 10 V cap de scală).

1



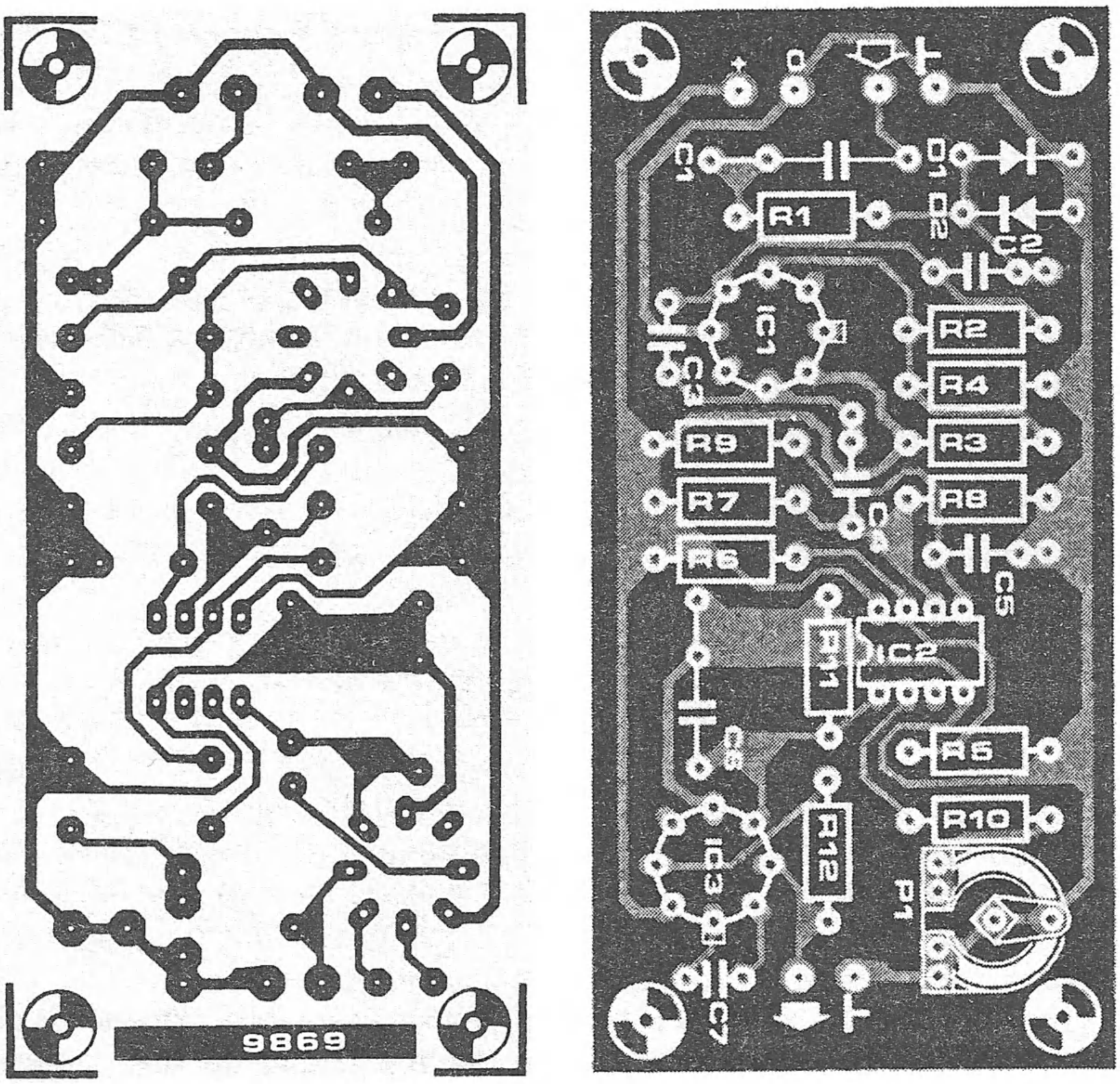


Fig. 2. Placa și planul de echipare pentru dispozitivul de măsurare a frecvențelor.

rezistența sa internă să fie mai mică de 5 k. Pentru domeniul de 10 V, ea este echivalentă cu o rezistență internă de 500 Ω/V. Ne putem convinge prin probe simple dacă un anume multimetru este adecvat sau nu; în ultimul caz, indicația maximă în domeniul de 10 V nu este atinsă.

În locul unui multimetru putem folosi un instrument de măsură magneto-electric; de exemplu, atunci când frecvența unui generator de semnal trebuie supravegheată continuu.

Construcția

Construcția montajului nu prezintă nici o dificultate dacă folosim placa din fig. 2. Chiar dacă intrarea convertorului rezistă la tensiuni de maximum 400 V_{VV}, în schimb corpul omenesc nu rezistă! De aceea trebuie, în măsura în care vrem să măsurăm frecvențele unor tensiuni mai înalte, să înglobăm montajul într-o carcasă izolatoare. Pentru alimentare este suficientă o sursă de tensiune nestabilizată. Pentru o alimentare convenabilă sunt necesare un transformator de 12 V, o punte redresoare și un condensator electrolitic (470 μ / 25 V). Dacă montajul este alimentat de la o baterie, atunci tensiunea de alimentare trebuie filtrată printr-un condensator cu tantal (10 μ / 25 V) conectat în paralel.

Etalonarea

Pentru etalonarea convertorului frecvență - tensiune, se folosește cel mai bine un generator de semnal care produce o frecvență de exact 10 kHz. Această frecvență este aplicată la intrare; în continuare, potențiometrul P1 trebuie reglat astfel încât multimetrul să aibă o deviație completă pe scala de 10 V. După aceasta, se poate controla dacă indicația corespunde valorilor reale chiar și la frecvențe scăzute.

013 Amplificator de microfon cu electret

Articolul descrie un preamplificator de microfon compact, alimentat de la baterie, la care se poate conecta o capsulă de microfon cu electret. La acest preamplificator pot fi totuși conectate și microfoane dinamice cu rezistență scăzută. Amplificatorul este prevăzut a fi înglobat în carcasa microfonului.

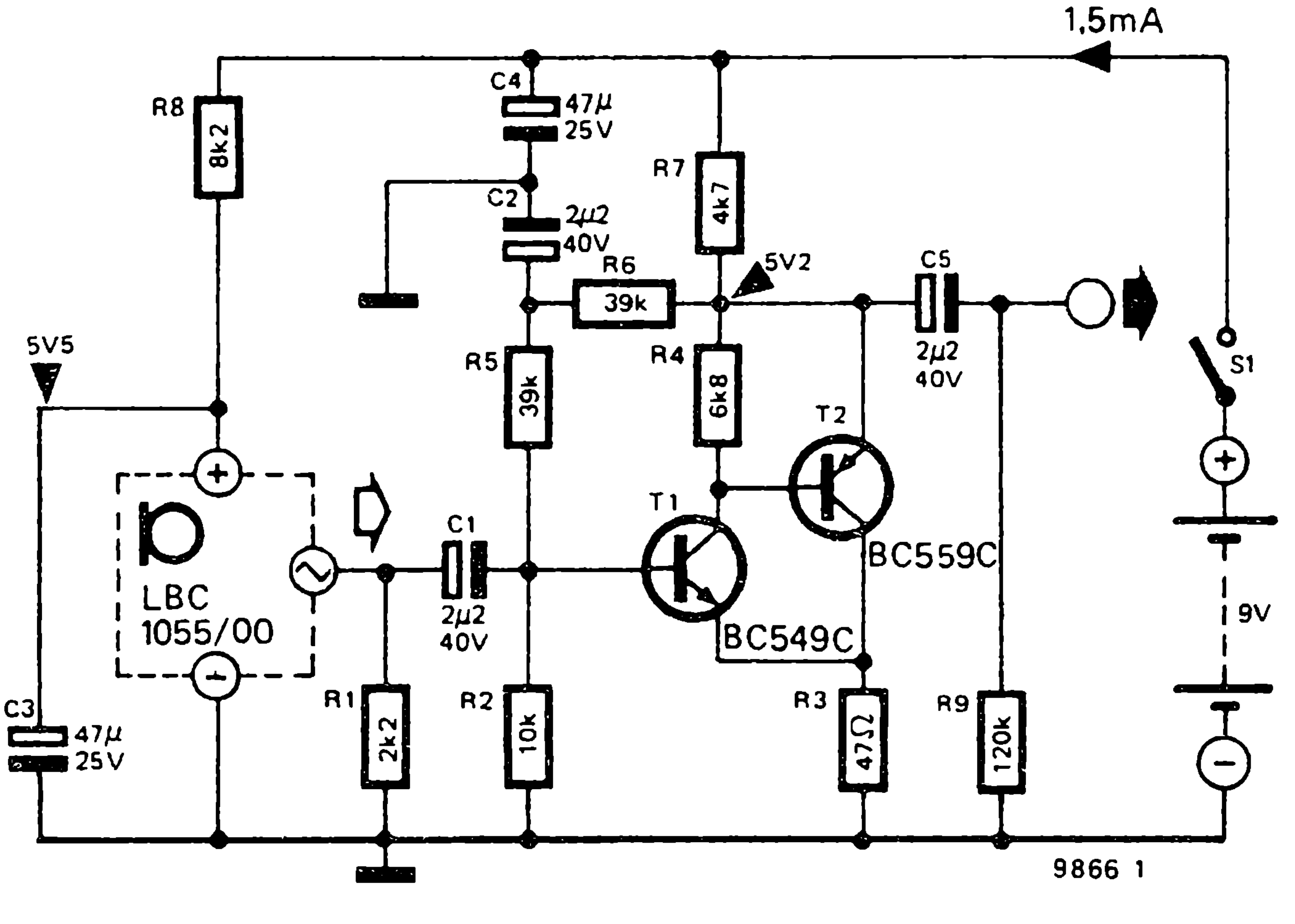
Microfoanele cu condensator au fost folosite, doar cu puțin timp în urmă, aproape exclusiv în scop profesional. Motivele au fost pe de o parte prețul de procurare ridicat, iar pe de altă parte cheltuielile considerabile cu montajul. Între timp a fost creată o alternativă doar cu puțin inferioară calitativ, dar cu mult mai avantajoasă ca preț: microfonul condensator - electret. Din comerț pot fi obținute capsule de microfon cu electret, de diverse proveniențe. O asemenea capsulă de microfon poate fi înglobată în aceeași carcasă cu preamplificatorul. la naștere astfel o unitate compactă, insensibilă la influențe perturbatoare externe. Un microfon tip condensator-electret se deosebește în utilizare de un microfon condensator „normal" prin faptul că nu este necesară o tensiune continuă, înaltă, de polarizare. Polarizarea se realizează aici printr-un câmp electric permanent, asemănător unui magnet permanent, care, spre deosebire de electromagnet, produce un câmp magnetic durabil.

Ambele microfoane au totuși o caracteristică comună: ele trebuie să fie separate printr-o rezistență ohmică foarte mare. La microfoanele cu electret, acest lucru este realizat de un etaj adaptor care modifică impedanța. Numai pentru acest etaj este necesară o tensiune de circa 5 ... 10 V.

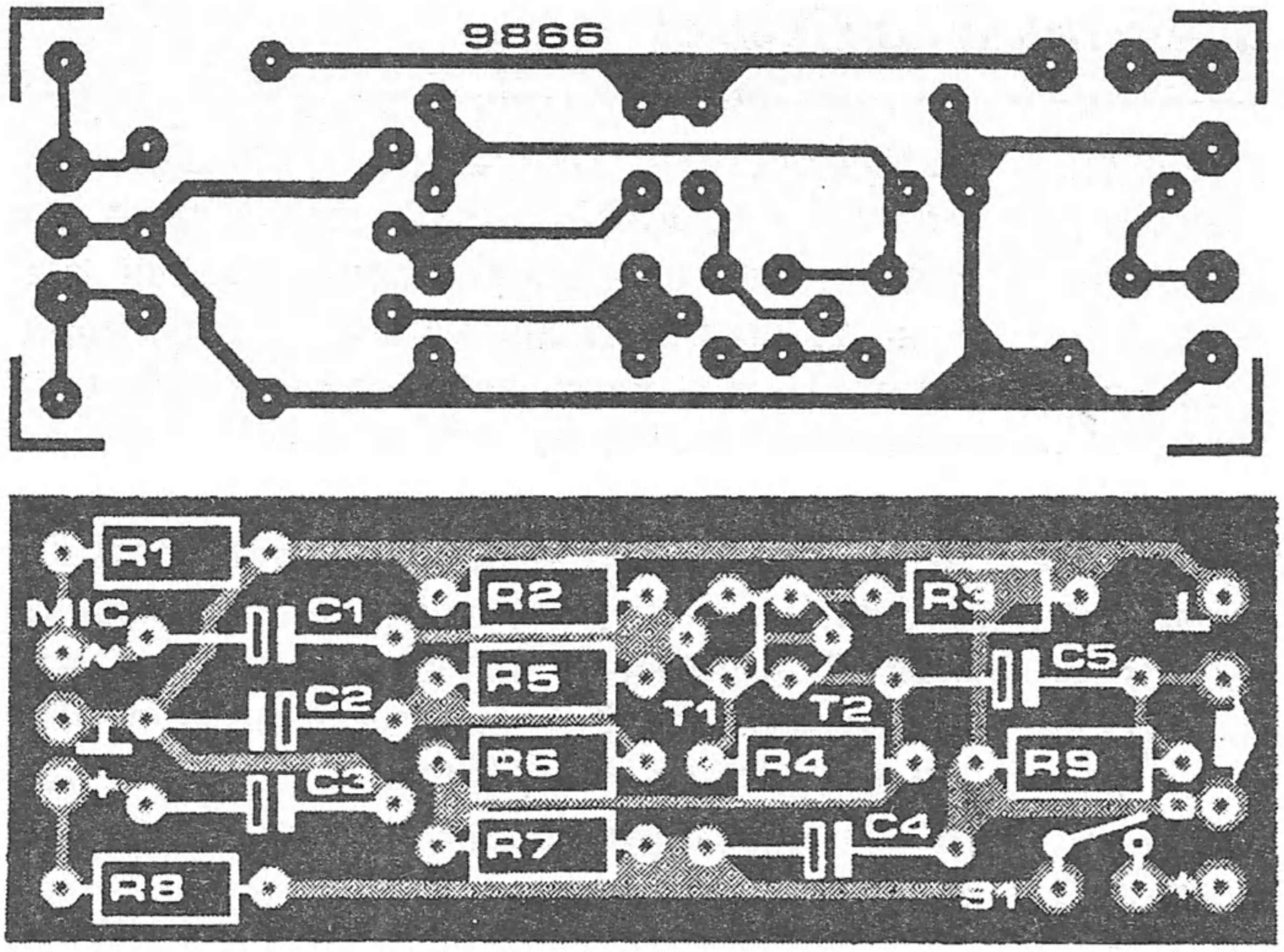
Deoarece capsula microfonului trebuie să fie alimentată cu o tensiune continuă (baterie), a fost inclus și preamplificatorul în carcasă. Microfonul poate fi conectat apoi la un amplificator cu sensibilitate redusă sau la intrarea unui pupitru de mixaj (circa 100 ... 300 mV_{ef}), astfel încât problemele legate de brum sunt reduse.

Montajul preamplificatorului este dat în fig. 1; reprezentarea lui a necesitat o suprafață mult mai mare decât aceea a plăcii (fig. 2). Dimensiunile plăcii au fost astfel alese, încât întregul preamplificator să poată fi montat ușor, împreună cu capsula microfonului, într-o carcasă confecționată de noi înșine. Fig. 3 arată o propunere pentru execuția practică. Drept alimentare servește o baterie compactă de 9 V, care are o durată de viață destul de lungă, mulțumită consumului redus al montajului (1,5 mA).

Fig. 1. Montajul preamplificatorului de microfon. Valorile date pentru R1, C3 și R8 sunt valabile pentru capsula electret LBC 1055/00 Philips. Ele trebuie adaptate corespunzător tipului de capsulă utilizat.



2



Amplificarea depinde de raportul R7/R3; ea este în orice caz mai mare de 100. Deoarece capsulele de microfon cu electret furnizează deja tensiuni de semnal relativ ridicate, se poate reduce amplificarea prin alegerea unei valori scăzute pentru R7 (pe seama unui consum de curent puțin mai mare). Concomitent scade impedanța de ieșire (aproximativ egală cu R7), astfel încât pot fi conectate cabluri de legătură mai lungi, fără o atenuare observabilă a frecvențelor înalte. O eventuală modificare a punctului de funcționare (reglaj DC), se poate face prin alegerea unei alte valori pentru R6. Drept capsulă de microfon a fost ales tipul LBC 1055/00 Philips. Această capsulă este înglobată de fabricant și în propriile sale microfoane oferite complet. Prețul este de circa 10 DM. În ceea ce privește calitățile de audiție și cele măsurabile, ea este totuși net superioară microfoanelor cu cristal, cum sunt microfoa-

Fig. 2. Placa preamplificatorului de microfon din fig. 1. Dimensiunile au fost astfel alese încât amplificatorul, împreună cu capsula electret, să încapă în carcasa unui microfon de formă și dimensiuni obișnuite.

Fig. 3. Propunere pentru realizarea practică a carcasei de microfon (fără îndoială neconvențională). A fost utilizată o bucată de țeavă de plexiglas transparent împreună cu jumătatea unei strecurători de ceai.

Lista de componente

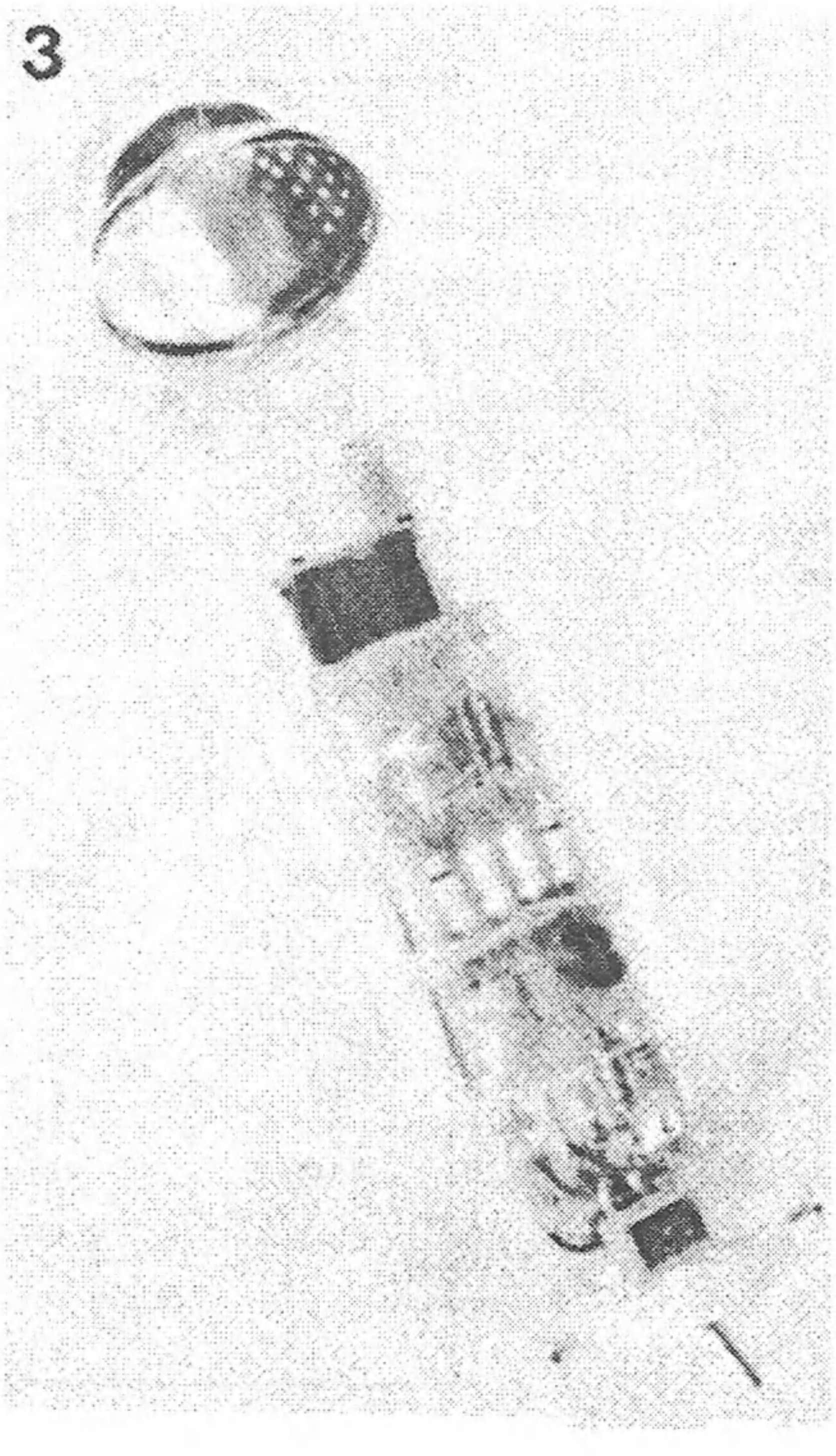
Rezistențe
R1 = 2k2
R2 = 10 k
R3 = 47 Ω
R4 = 6k8
R5, R6 = 39 k
R7 = 4k7
R8 = 8k2
R9 = 120 k

Condensatoare
C1, C2, C5 = 2μ2 / 40V
C3, C4 = 47μ / 25V

Semiconductoare
T1 = BC549C
T2 = BC559C

Diverse
1 capsulă de microfon tip LBC1055/00 Philips
1 baterie 9 V
S1 = întrerupător 1 x unu
1 carcasă microfon

3

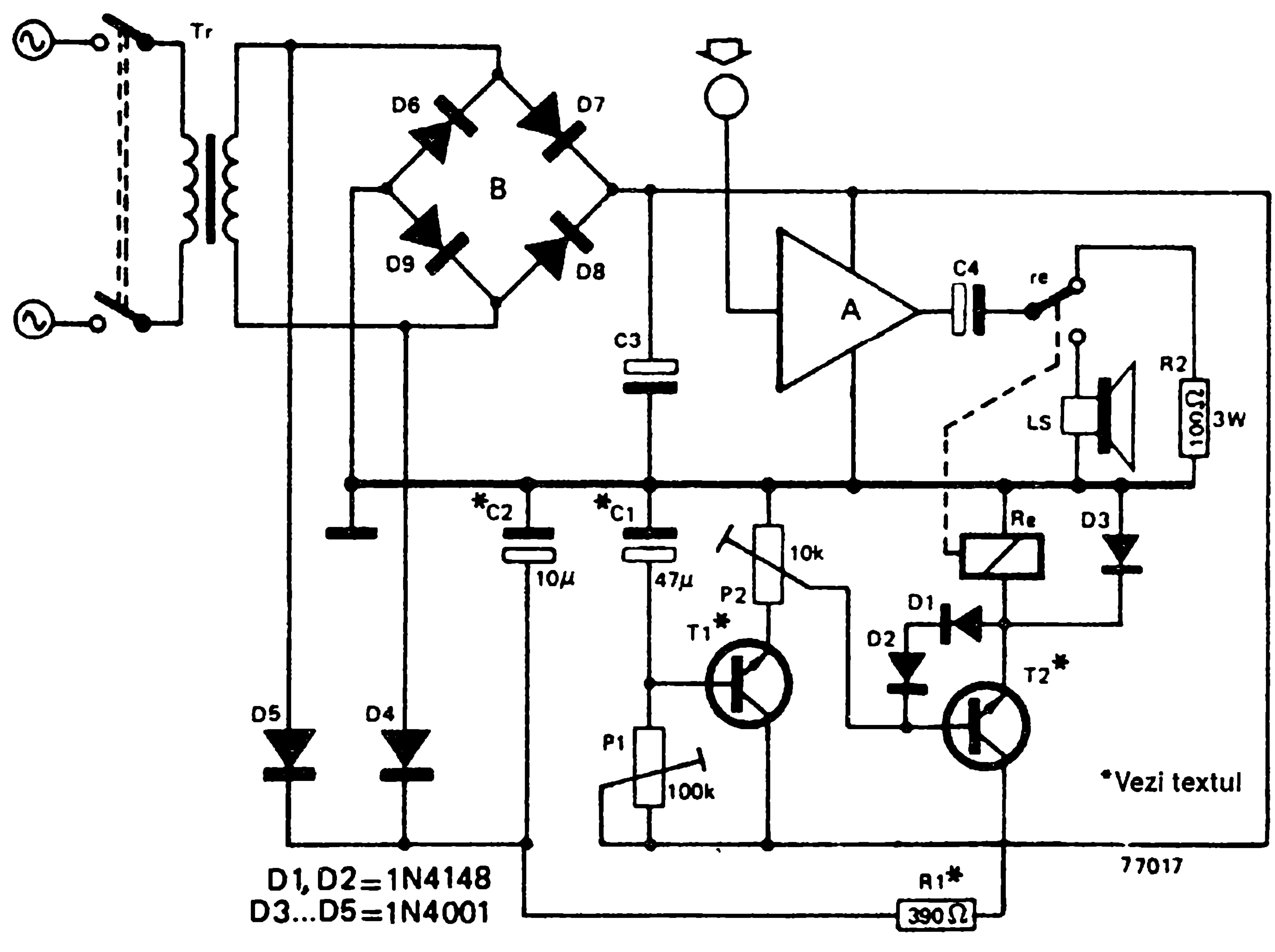


nele dinamice din clasa de preț mediu. Tensiunea de alimentare a adaptorului de impedanță integrat FET poate fi cuprinsă între 3,5 ... 10 V, curentul absorbit este de circa 0,4 ... 0,8 mA. Ca rezistență de separare, pentru o impedanță a sursei de circa 800 Ω, producătorul recomandă o valoare de 2k2 (R1 în fig.1). Caracteristica de frecvență evoluează între 100 Hz și 17 kHz, în interiorul domeniului de 3 dB. Un alt criteriu important al oricărui microfon este sensibilitatea; ea măsoară 6,3 mV/Pa (Pascal) la tipul de capsulă de microfon utilizat. Pa (Pascal) este unitatea de măsură pentru presiune și are valoarea: 1 Pa = 1 N/m^2 = 10 μbar. Sensibilitatea poate fi de asemenea exprimată în mV/μbar; ea măsoară 0,63 mV/μbar la LBC 1055/00. Pentru comparație: pragul de audiție al auzului uman se situează în medie la o presiune a sunetului de 0,0002 μbar, pragul de durere la 200 μbar, adică cu 120 dB mai înalt. Tensiunea dată de capsulă poate urca din acest motiv până la 130 mV. Suprasolicitarea poate fi ocolită prin scăderea amplificării. La acest preamplificator pot fi conectate și obișnuitele microfoane dinamice. În acest caz, R8, C3 și eventual R1 sunt de prisos. Impedanța de intrare este neapărat egală cu impedanța formată din R2, R5 și R1 puse în paralel.

014 *Conectare automată pentru amplificator final*

Aparatul împiedică deteriorările boxelor cu difuzoare, deteriorări care se pot datora salturilor de tensiune provocate de conectarea și deconectarea amplificatorului. El reprezintă o alternativă la „Temporizarea comutării la amplificatorul JF” din publicația apărută în 1976. În comparație cu montajul dat acolo, această conectare automată nu necesită nici un întrerupător sau disjunctor și nici un al doilea releu.

Ambele diode, D4 și D5, produc, împreună cu diodele D6 și D9 ale punții redresoare, o tensiune continuă ajutătoare care este netezită de condensatorul electrolitic C2. Componentele obișnuite au rolul ca, la conectarea rele-



ului, să lege difuzorul cu ieșirea amplificatorului abia după scurgerea unui interval de timp, iar această legătură este din nou întreruptă imediat după conectare.

Releul Re anclanșează, atunci când tensiunea pe bucla lui P2 a atins valoarea necesară anclanșării releului. Pentru aceasta trebuie totuși ca C1 să fi fost încărcat suficient prin potențiometrul P1. Curentul releului depinde de rezistența R1; el este egal cu diferența între tensiunea de alimentare și tensiunea pe bucla lui P2, împărțită prin valoarea lui R1 (T2 este în stare de conducție). R1 trebuie, în cazul dat, să fie ales în funcție de tipul releului utilizat. Diodele D1 ... D3 protejează contra vârfurilor de tensiune care pot apărea în bobina releului.

La deconectare, tensiunea ajutătoare de pe C2 scade mult mai repede decât tensiunea de alimentare a amplificatorului, deoarece C2 posedă doar o capacitate mică. De aceea, releul cade practic imediat și separă difuzorul de ieșirea amplificatorului, înainte de apariția tensiunilor tranzitorii la deconectare.

Dimensionarea condensatoarelor electrolitice C1 și C2 depinde atât de alegerea tranzistoarelor T1 și T2 cât și de mărimea tensiunii de alimentare. Ca tranzistoare, intră în discuție tipurile de mică putere.

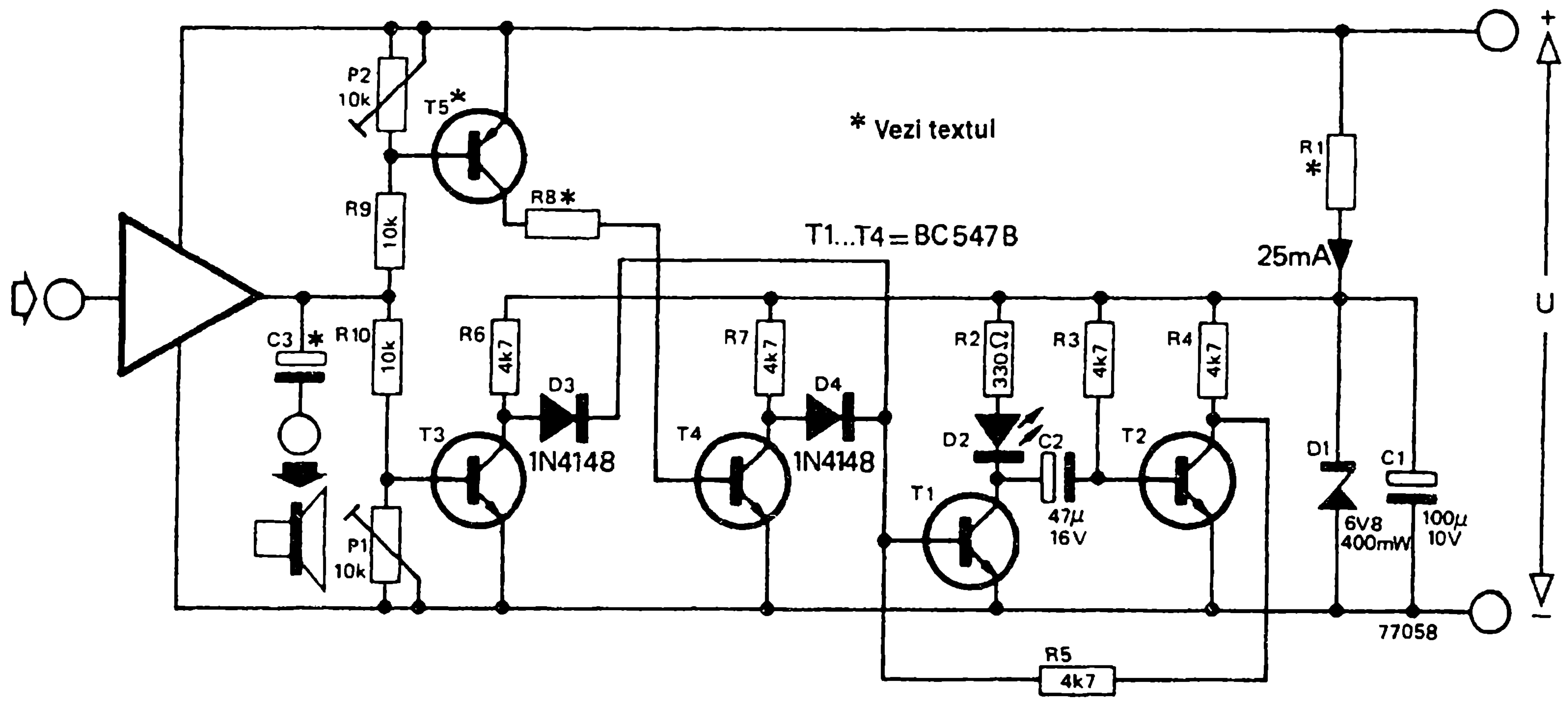
Temporizarea se poate regla cu P1; ea este de asemenea influențată de P2 și de mărimea tensiunii de alimentare.

(J. Rongen)

015 *Indicator clip*

Montajul indică evoluția tensiunii de ieșire a unui preamplificator sau a unui amplificator final față de cel mai înalt sau cel mai scăzut potențial al tensiunii de alimentare, prin aprinderea pentru un scurt timp a unui LED (clipit). Tensiunea de alimentare a amplificatorului este notată cu U în schemă; amplificatorul poate fi alimentat fie simetric (cu ±U/2 față de masă), fie asimetric (cu +U față de masă).

Tensiunea semnal de supravegheat trebuie să-și piardă efectul în fața eventualului condensator electrolitic C3 de ieșire al etajului final (desenat simbolic). Atunci când limitarea semnalului este cauzată de blocarea față de cel mai scăzut potențial de alimentare, tensiunea bază-emitor scade la T3 sub 0,6 V, astfel încât acest tranzistor se blochează. Multivibratorul monostabil constituit din T1 și T2 (în stare de repaus T1 se blochează în timp ce T2 conduce) primește un impuls trigger pozitiv prin dioda D3. Durata de basculare a monostabilului depinde de C2 și R3; ea măsoară circa



200 ms. În acest timp LED-ul D2 luminează și indică limita semnalului.

La o suprasaturare datorată celui mai înalt potențial de alimentare, tensiunea bază-emitor a tranzistorului T5, dependentă de R9 și P2, scade sub 0,6 V; T5 și T4 se blochează. Se obține și în acest caz, pe baza lui T1, un impuls trigger prin dioda D4. Monostabilul basculează, de aceea, în starea astabilă și la limita pozitivă a semnalului.

Pentru ca pragul trigger al monostabilului să fie păstrat constant, dioda Zener D1 produce o tensiune constantă ajutătoare. Rezistența R1 trebuie dimensionată astfel încât prin ea să treacă un curent de 20 ... 25 mA. Atunci când tensiunea U este mai mică de 45 V, pentru T5 este suficient un BC557B; pentru tensiuni de până la 65 V, se pretează un BC556. Prin R8 trebuie să treacă un curent de circa 1 mA.

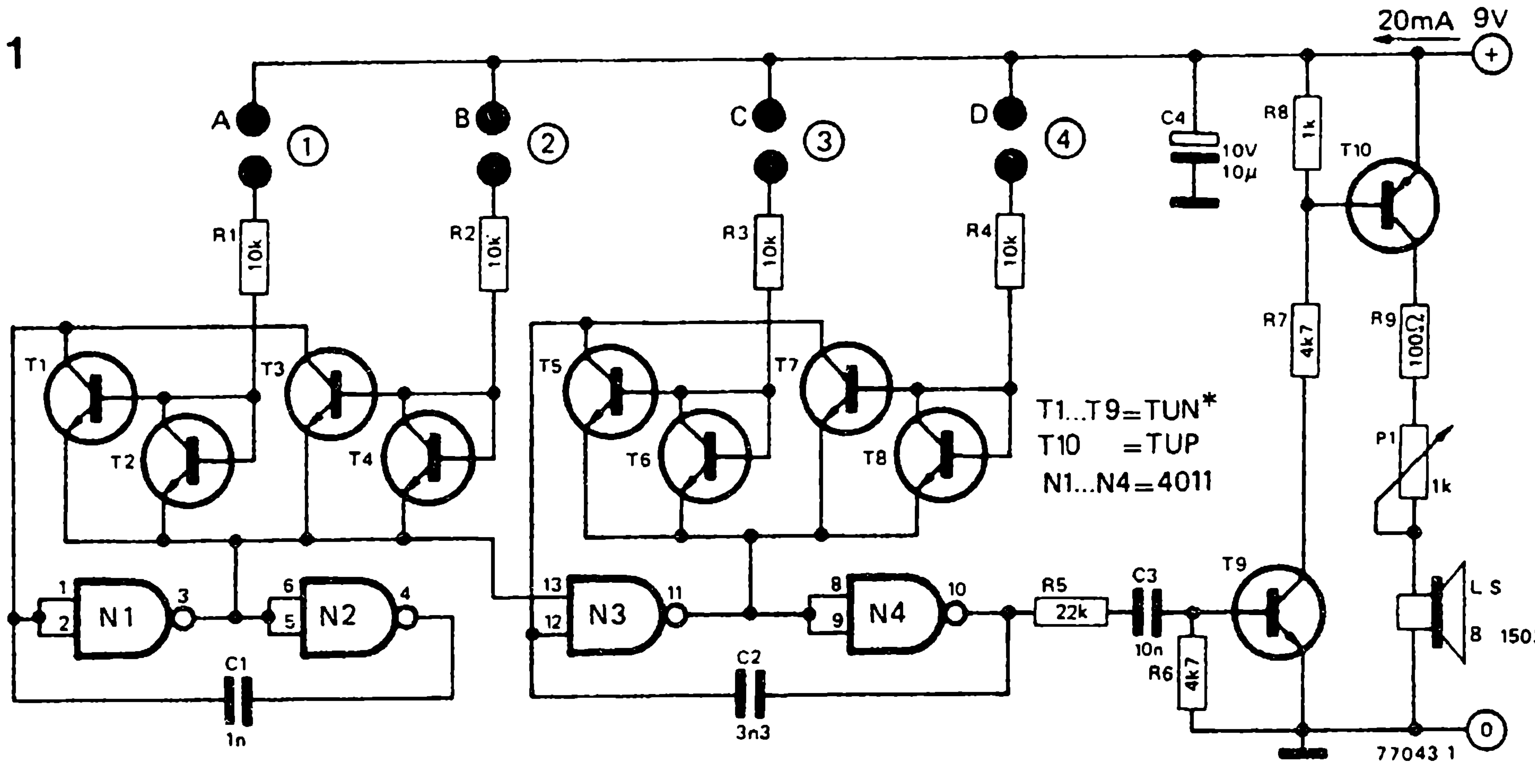
Reglajul indicatorului clip se poate realiza în modul cel mai rapid cu ajutorul unui osciloscop, a cărui intrare Y este legată în punctul R9/R10. În caz de nevoie este posibil un reglaj și „după ureche". Se fixează pragul de aprindere al indicatorului cu potențiometrul P1 la limita jumătății negative a curbei de semnal. Pentru această operație, dioda D4 trebuie îndepărtată temporar. Pragul de aprindere la limita pozitivă depinde de P2. Pentru a-l regla pe acesta, D4 trebuie reintrodusă, iar D3 trebuie îndepărtată temporar. Când limita semnalului de ieșire al amplificatorului este fixată la o tensiune cu 0,6 V mai mare decât cel mai înalt potențial de alimentare, se poate renunța la P1, respectiv P2.

016 *Flauteză*

Flauteza este o puțin cunoscută, dar cu adevărat originală „cutie neagră" care, în funcție de rezistența între mai multe perechi de electrozi, produce sunete de flaut de un fel aparte. Rezistența existentă între doi electrozi poate fi constituită, de exemplu, de corpul unei persoane care atinge contactele într-un mod oarecare. Un sunet încă și mai original ia naștere atunci când cele patru perechi de electrozi sunt scurtcircuitate în combinațiile dorite, cu diverse obiecte metalice cum ar fi linguri, furculițe, cuțite. Dacă se folosesc aceste obiecte concomitent cu destinația lor originară, atunci va avea loc o originală masă de prânz de patru persoane ca spectacol culinaro-muzical.

Montajul (fig. 1) lucrează cu două oscilatoare comandate în curent (discutate în alt loc în această carte), în care primul oscilator CCO servește drept circuit de declanșare al celui de al doilea. La acest tip de montaj pot să apară

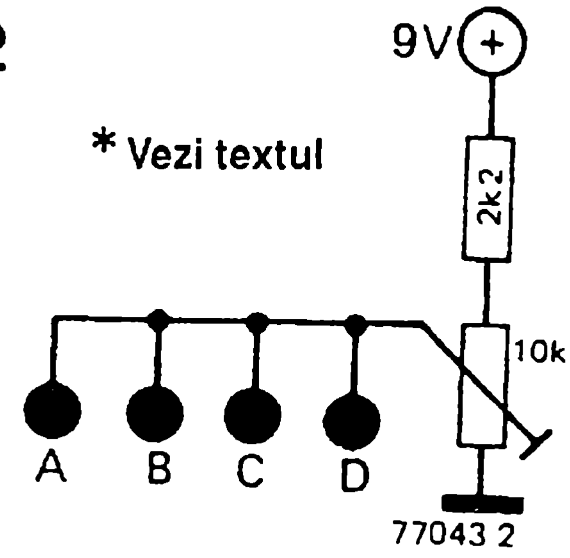
1



ușor fenomene de sincronizare, astfel încât chiar și la utilizarea lui de către patru persoane sunetele care iau naștere sunt încă muzicale.

În mod normal, pentru T1 ... T8 pot fi utilizate tranzistoare TUN. Dacă totuși rezistența dintre electrozi este foarte mare, atunci frecvența de ieșire rămâne în domeniul inferior. În acest caz sunt adecvate tranzistoare cu amplificare mare în curent (de ex.: BC549C, BC 414C, BC109C). Se poate realiza o rezistență mare, de exemplu, atunci când nu numai una, ci două persoane „conectate" în serie vor să se lanseze într-un program. Dacă dimpotrivă, rezistența între perechile de electrozi este redusă, atunci contactele A, B, C și D sunt conectate la un divizor de tensiune (vezi fig. 2). Frecvența de bază depinde în această situație

2



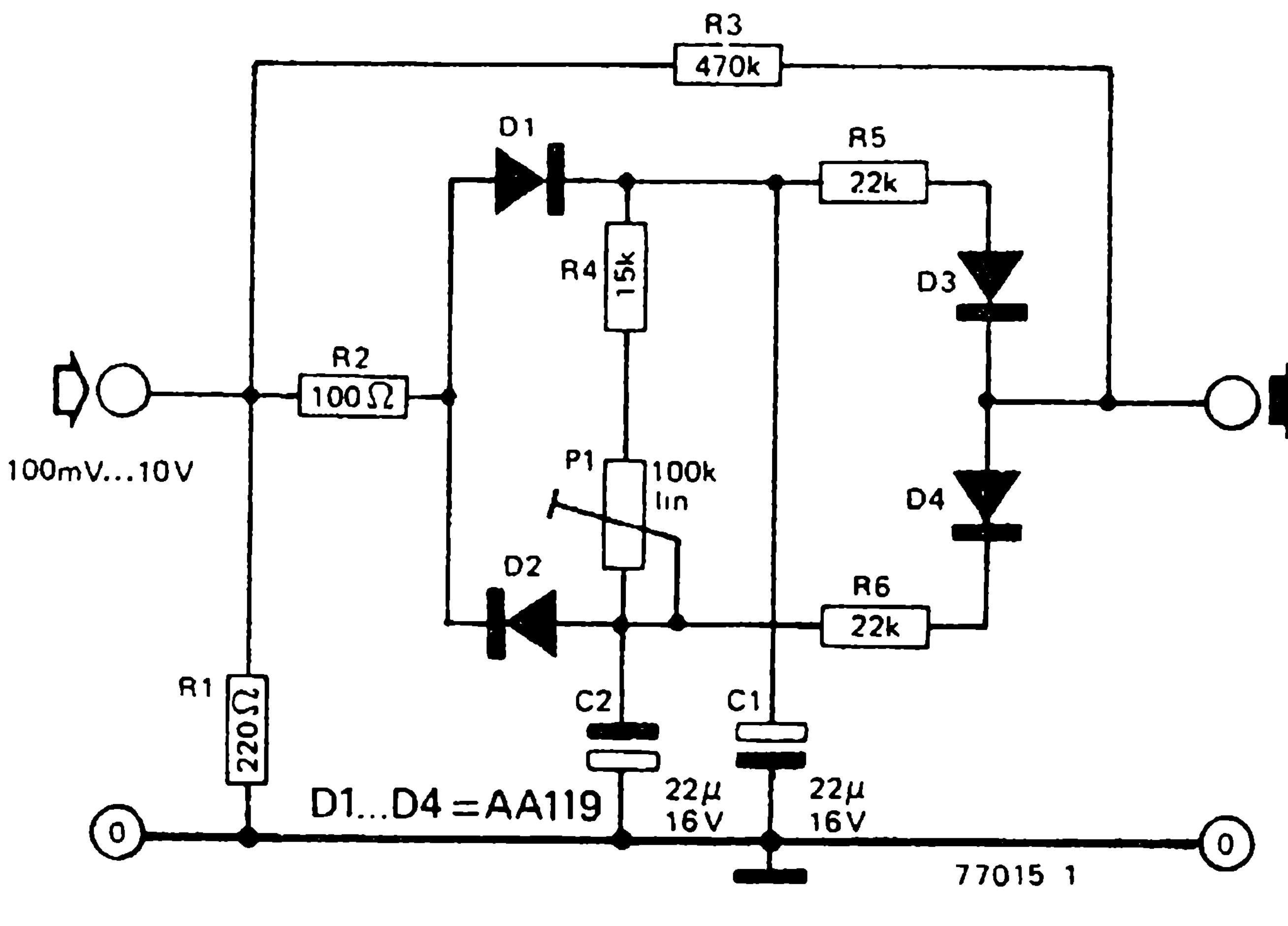
de poziția potențiometrului semireglabil.

Deoarece montajul poate ajunge în contact direct cu corpul uman, el trebuie să fie alimentat de la o baterie. Curentul absorbit, la amplitudinea maximă a semnalului, măsoară circa 20 mA.

017 *Compresor dinamic alimentat prin semnal*

Acest compresor dinamic este potrivit în primul rând pentru a reduce la un nivel mai scăzut semnale relativ mari, din surse de rezistență joasă. Ne gândim la semnalele de la ieșirea difuzoarelor, care uneori sunt legate direct cu o intrare, de exemplu a unui casetofon recorder. Procedeul menționat duce de cele mai multe ori la o suprasolicitare a etajului de intrare și are ca urmare o înregistrare mai mult sau mai puțin distorsionată. În această situație, vine în ajutor compresorul descris aici. Particularitatea compresorului constă în aceea că nu este necesară nici o tensiune de alimentare externă; puterea necesară funcționării este câștigată din semnalul de ieșire.

Din montaj reiese că semnalul de intrare prin D1, respectiv prin D2, este redresat atât pozitiv cât și negativ. Semnalul redresat comandă atenuatorul construit cu D3, D4, R5 și R6. Diodele cu germaniu sunt în mod clar cele mai potrivite pentru compresor. Cu toate acestea, la o dimensionare corectă a rezistențelor R5 și R6, se pot obține rezultate satisfăcătoare și cu diode de siliciu. Alegerea a căzut aici asupra



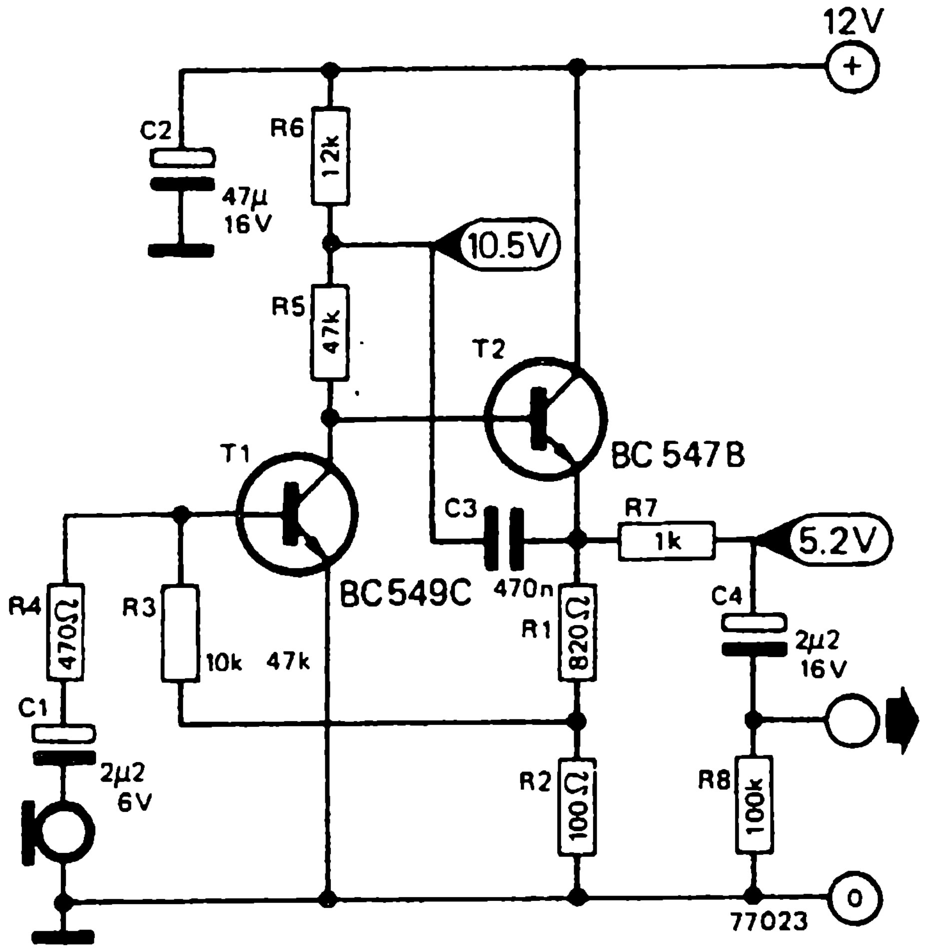
diodelor cu germaniu tip AA119. Montajul a fost astfel conceput încât diodele atenuatorului, D3 și D4, să lucreze în interiorul domeniului dat de tensiunea de intrare, exclusiv în partea neliniară a caracteristicii lor.

Timpul de creștere a frontului de atac al compresorului rămâne fix; el depinde, între altele, de impedanța la ieșire a sursei de semnal. Valoarea cea mai redusă a rezistenței R2 indică deja că impedanța sursei trebuie să fie pe cât posibil mai mică. Timpul de cădere poate fi reglat. în interiorul anumitor limite, cu potențiometrul P1.

Dacă sunt satisfăcute toate cerințele de calitate menționate, atunci rezultă, cu doar câteva componente, un compresor util, care într-un domeniu al tensiunilor de intrare cuprins între 100 mV și 10 V(!) generează un semnal de ieșire aproape constant de 70 mV.

018 *Preamplificator de microfon cu zgomot redus*

Acest preamplificator de microfon, convențional, este adecvat în special pentru conectarea microfoanelor cu rezistență ohmică redusă; el se distinge printr-un domeniu larg de funcționare și un zgomot redus. Amplificarea maximă este de circa 200; ea poate fi adaptată la valoarea semnalului dat de microfon cu ajutorul rezistenței R3.



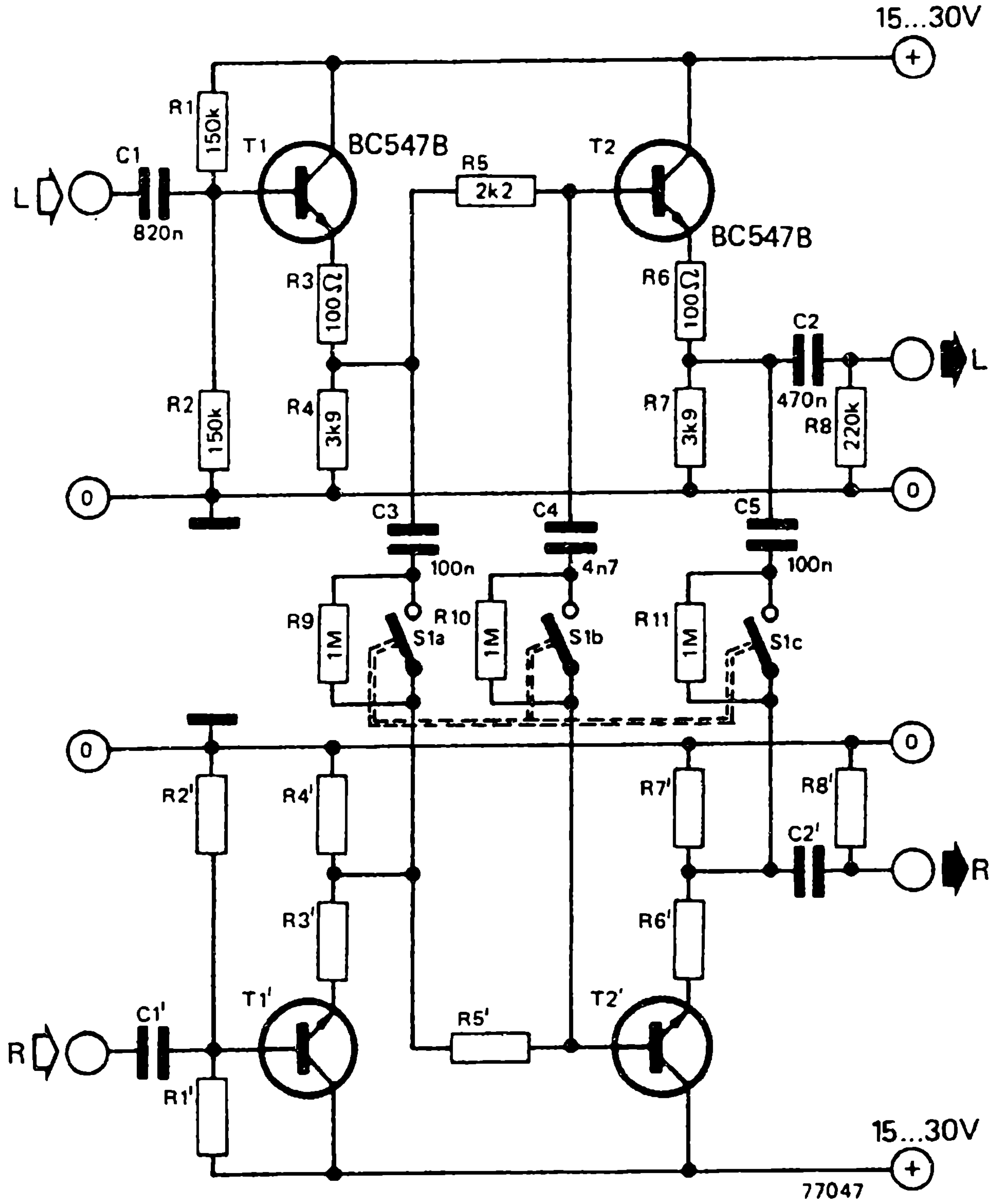
Zgomotul scăzut depinde, între altele, de acordul precis al impedanței de intrare. Rezultatele optime sunt, din acest motiv, de așteptat numai atunci când impedanța microfonului este cuprinsă între 500 și 600 Ω. La microfoanele de 200 Ω, R4 trebuie redus la 220 Ω, în timp ce C1 capătă valoarera de 4µ7.

Cine vrea să „scoată totul" din montaj, poate utiliza rezistențe cu peliculă metalică pentru R3 ... R6, iar pentru condensatorul C1, mai multe condensatoare MKM conectate în paralel.

Alte câteva date tehnice: cu un semnal de intrare de 3 mV (tensiune vârf la vârf), a fost măsurată o tensiune de ieșire de 800 mV (tensiune vârf la vârf). Tensiunea maximă de ieșire măsoară 10 V_{VV}; la intrare sunt necesari 50 mV_{VV}. Domeniul de frecvențe variază liniar între 50 Hz și 100 kHz.

019 *Atenuator stereo de zgomot*

Recepția emisiunilor stereo îndepărtate în domeniul FM este tulburată de cele mai multe ori de zgomote care dispar în cea mai mare parte după comutarea pe mono. Cauza acestui efect este faptul că, la recepția stereo, cea mai mare parte a zgomotelor din canalul stâng sunt în antifază cu cele din canalul drept. După conectarea în paralel a ambelor canale, aceste părți de zgomot se anulează reciproc. Atunci când ambele canale nu sunt conectate pe întreaga bandă de frecvență, ci sunt conectate numai la frecvențe înalte, pe de o parte zgo-



motul scade vizibil, iar pe de altă parte, impresia de sunet stereo obținută este mai pronunțată. Problema enunțată este preluată de atenuatorul stereo de zgomot.

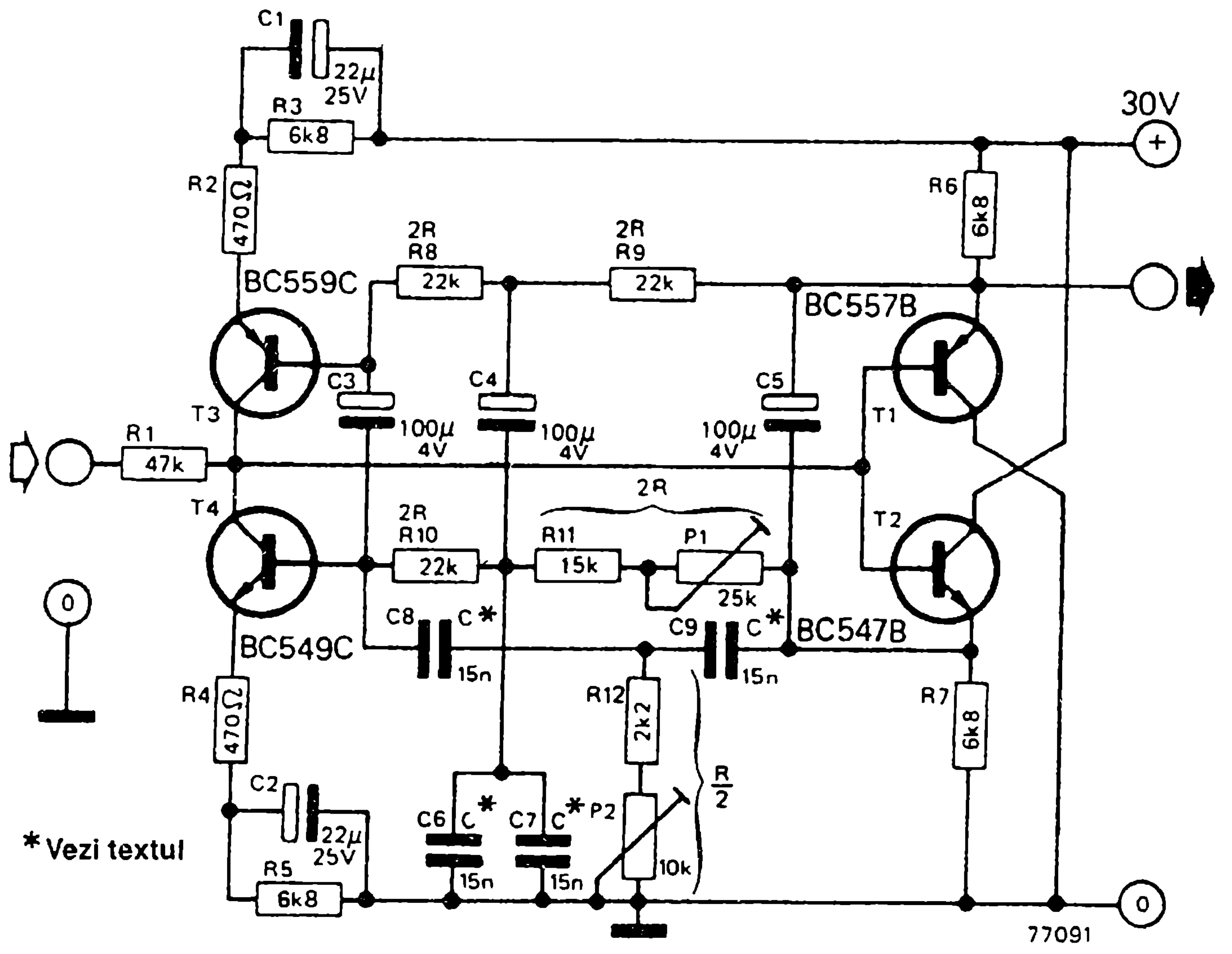
Montajul constă din două repetoare pe emitor per canal. Prin comutatorul S1abc, pot fi legate trei puncte de comutare ale unui canal cu punctele de comutare (intercalate) ale celuilalt canal, peste condensatoarele C3, C4 și C5. Rezistențele R9, R10 și R11 atenuează eventualele „pârâituri".

Pentru componentele în antifază, a căror frecvență se găsește deasupra a 8 kHz, montajul acționează ca punte între canalul stâng și cel drept, ele fiind astfel scurtcircuitate. Din contră, componentele sincrone ajung fără probleme pe frecvența lor la ieșirile corespunzătoare.

Frecvența preluată stereo-mono poate fi coborâtă la jumătate (4000 Hz), de exemplu prin dublarea valorilor condensatoarelor C3, C4 și C5.

020 *Filtru selectiv cu circuit dublu T*

Schema conține un repetor pe emitor complementar (T1 și T2), care este comandat prin rezistența R1. Emitorul lui T1 (sau T2) constituie ieșirea; componenta continuă a semnalului de ieșire poate fi blocată printr-un condensator dublu. Ieșirea montajului se face printr-un circuit în dublu T (P1, P2, R8 ... R12, C6 ... C9) legat cu amplificatorul compensat T3/T4, a cărui amplificare este A = 2R1/R2 = 2R1/R4. Semnalele cu frecvența f_0 = 1/RC nu sunt lăsate să ajungă la amplificatorul compensat de către circuitul în dublu T, ele apar practic nea-



tenuate la ieșire. Toate celelalte frecvențe, dimpotrivă, sunt atenuate.

Atenuarea maximă la frecvențe foarte înalte și foarte joase este egală cu 1/A. Factorul de calitate Q se găsește la A/4, atenuarea nu este totuși infinit de mare la nici o frecvență. Distorsiunile sunt deosebit de reduse datorită treptelor de balans T1/T2 și T3/T4. Filtrul poate să servească de aceea drept bază de timp pentru un generator sau un filtru.

Cu potențiometrele P1 și P2 se reglează circuitul în dublu T pe tensiunea maximă de ieșire la frecvența f_0. Cu R = 11 k și C6...C9 = 15 n rezultă o frecvență de filtrare de circa 1 kHz.

021 *Circuit pentru nivel auto-triggerabil*

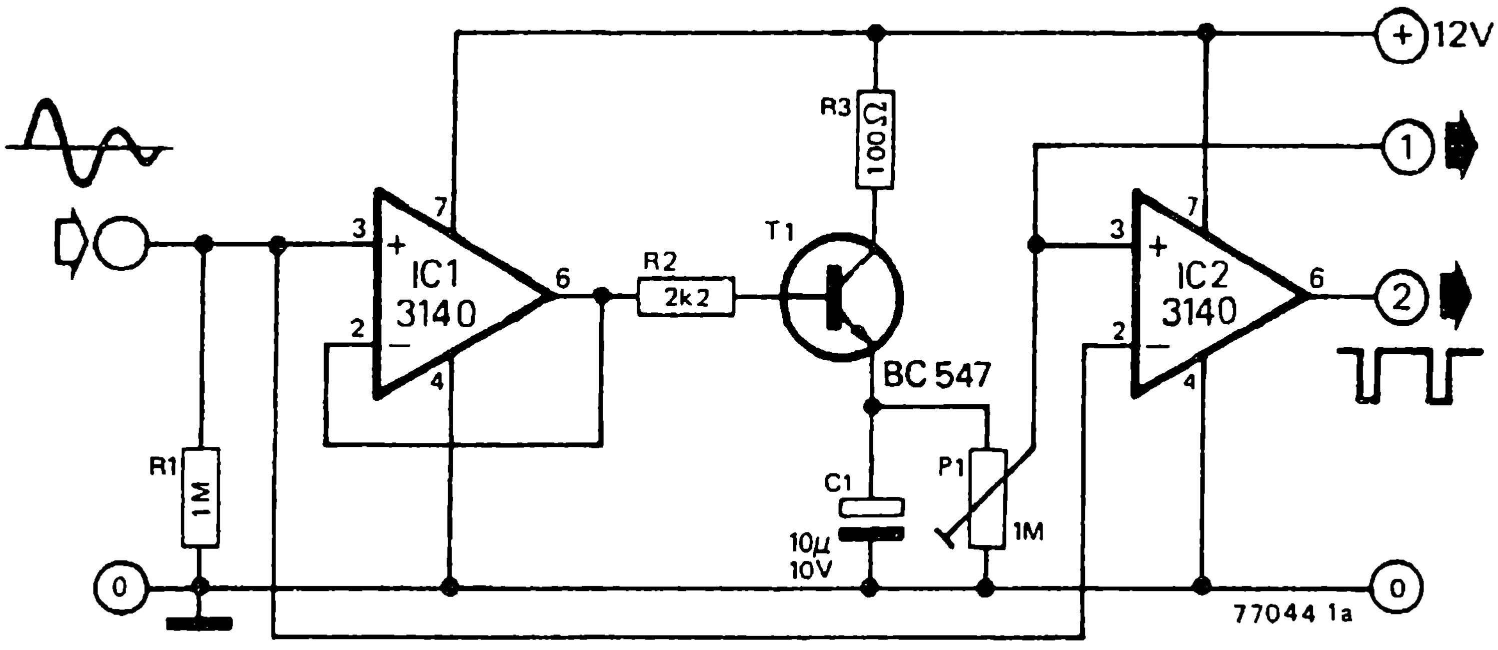
La osciloscoape, numărătoare de frecvență și alte asemenea aparate, se pune de cele mai multe ori problema de a găsi un buton cu care să se poată regla pragul trigger. Reglajul pretinde de regulă o atenție crescută, deoarece el trebuie realizat cu foarte multă grijă. O reglare automată la diverse semnale de intrare apare de aceea ca fiind foarte utilă.

Montajul prezentat aici depășește principial această temă; felul cum construcția devine un aparat corespunzător în cea mai mare măsură scopului, trebuie decis de la caz la caz.

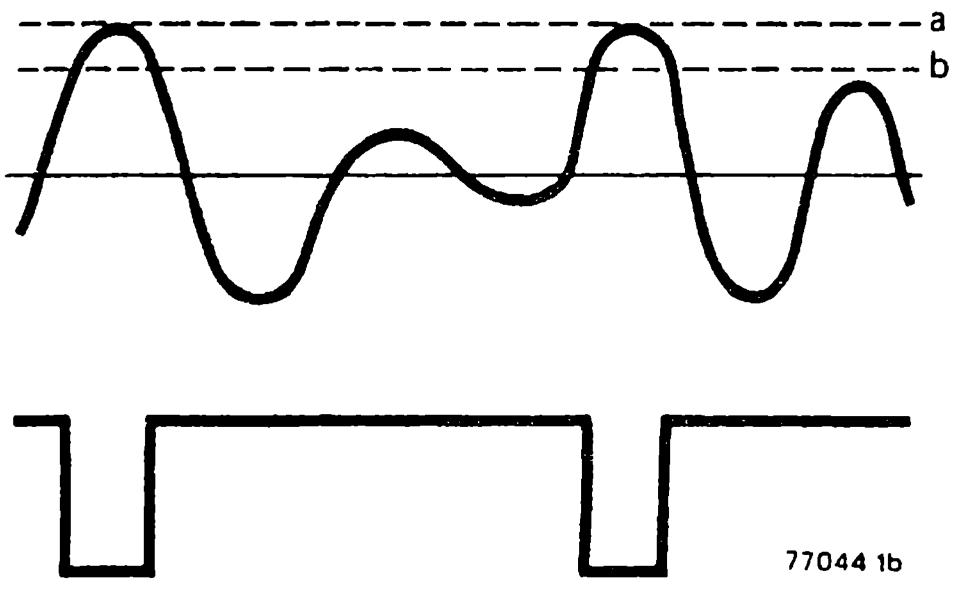
Semnalul de intrare este condus către repetorul de tensiune IC1, astfel încât condensatorul C1 se încarcă prin T1 la înălțimea vârfului tensiunii de semnal. Aceasta nu se poate întâmpla instantaneu, de aceea cea mai scurtă durată a impulsului semnalului de intrare măsoară 1,5 μs.

Tensiunea existentă pe C1 este redusă cu potențiometrul P1 și apoi este folosită ca tensiune de referință pentru montajele trigger existente în aparat. Atunci când tensiunea pe C1 trebuie să-și atingă valoarea sa maximă, este necesar ca la ieșirea 1 să existe o impedanță relativ mare în paralel cu P1. Triggerarea poate avea loc și prin impulsul trigger realizat cu IC2. Dacă se leagă intrarea inversoare a lui IC2 cu ieșirea sa, atunci acest etaj lucrează ca repetor de tensiune. La ieșirea 2 se găsește tensiunea de referință care poate fi de asemenea încărcată suplimentar.

1a



1b



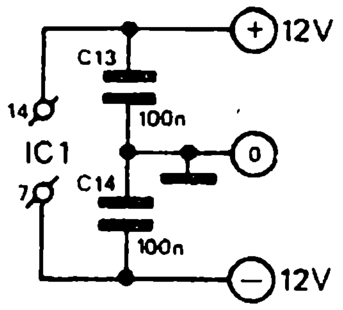
În fig. 1b este dat ca exemplu un semnal de intrare care reprezintă tensiunea de referință reglată cu P1(b) și tensiunea de vârf corespunzătoare existentă. Rapoartele tensiunilor rămân egale, independente de amplitudinea semnalului de intrare, astfel încât linia b (tensiunea de referință) taie continuu în același punct curba semnalului de intrare și în acest mod s-a obținut o triggerare stabilă.

Limita de frecvență inferioară, la care montajul lucrează încă ireproșabil, se găsește la 1 Hz. Tensiunea de intrare nu are voie să depășească 7 V, altminteri amplificatorul operațional și tranzistorul pot fi distruse. O diodă Zener de 6,8 V în paralel cu R1 oferă aici o protecție eficientă.

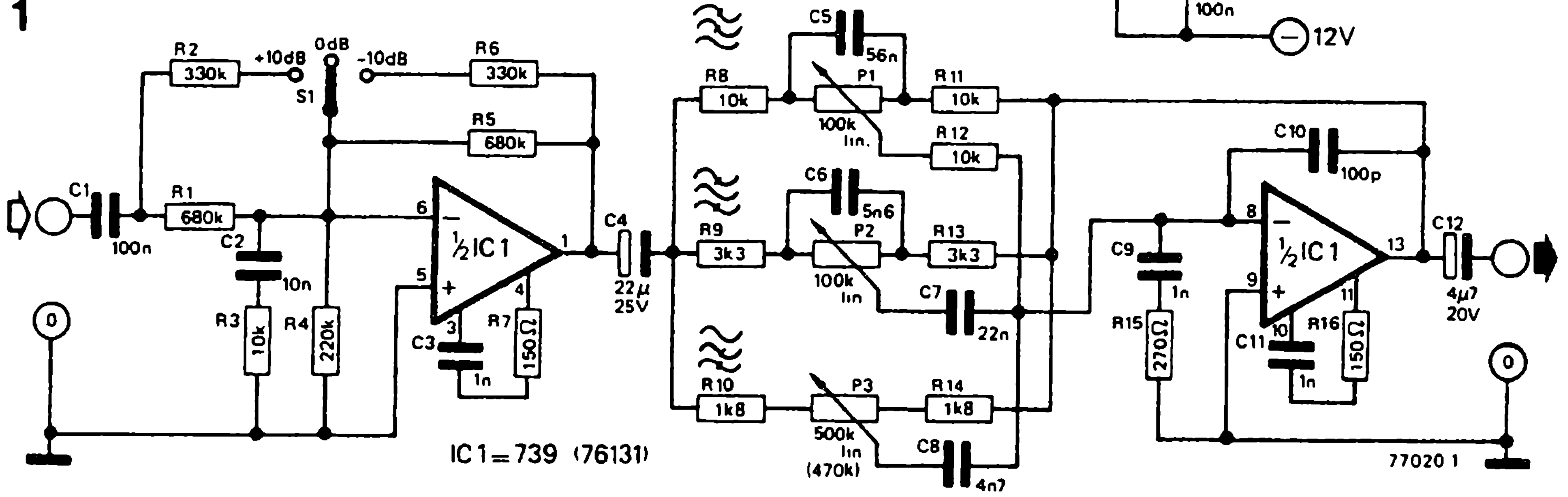
Curentul preluat de montaj este foarte redus, el măsurând, fără IC2, numai 1 mA la 12 V. Valoarea tensiunii de alimentare nu este critică.

022 *Preamplificator pentru doză redare sunet*

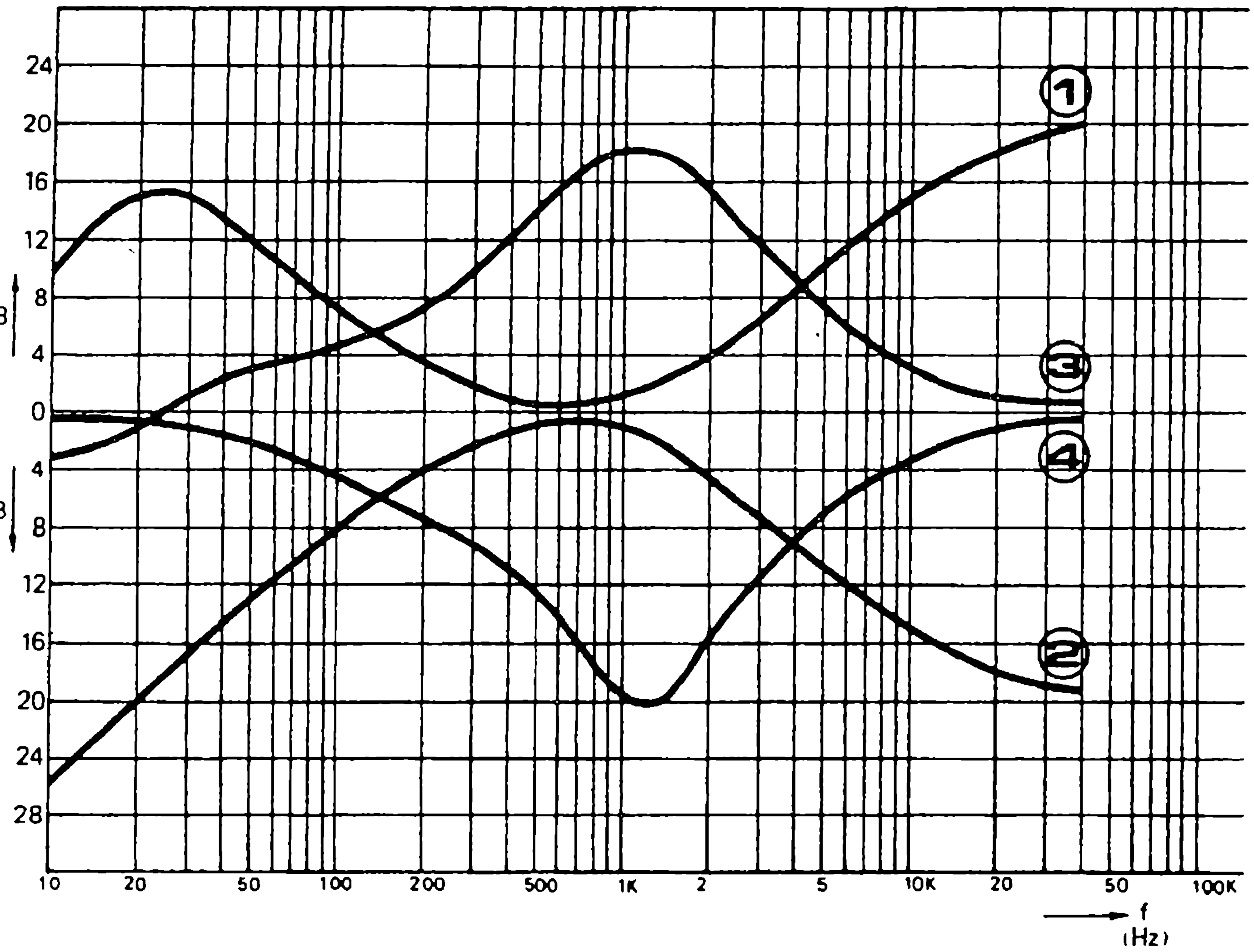
Cu numai un circuit integrat și alte câteva componente putem realiza un preamplificator excepțional pentru doza de sunet de la chitară. La intrare se găsește un amplificator operațional, a cărui amplificare este comutabilă în trei trepte: –10 dB, 0 dB, +10 dB. Prin aceasta, este posibil să se conecteze și acele picupuri



1



2



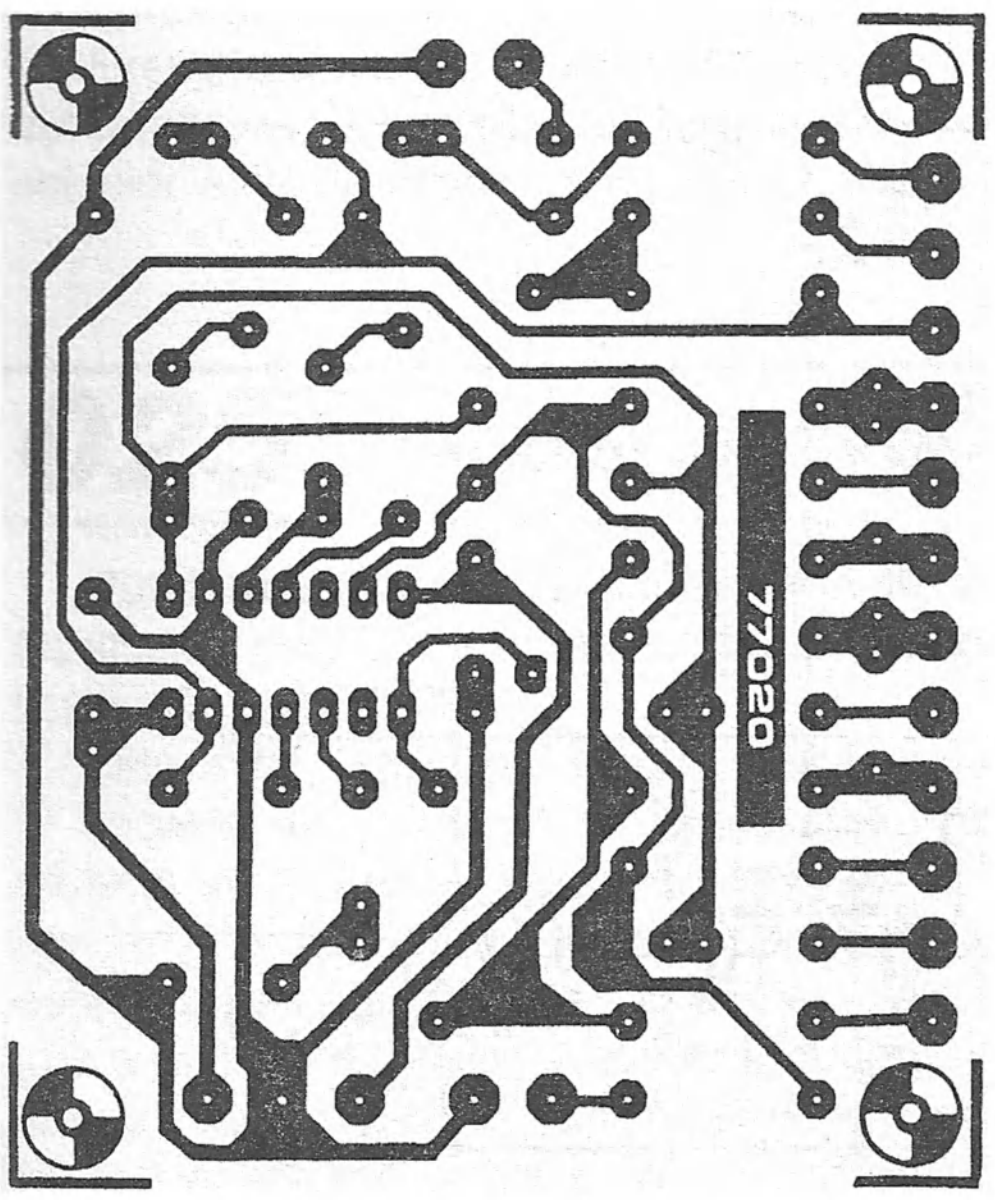
care generează doar o tensiune scăzută. După acesta, urmează un corector de ton triplu, care este avantajos atunci când cele mai multe elemente ale receptorului de sunet din chitară nu sunt liniare pe întregul domeniu al frecvențelor. Amplificările de tensiune la diferite frecvențe pot fi egalizate datorită marilor posibilități de reglaj. Deoarece amplificarea corectorului de ton poate fi variată cu ajutorul comutatorului

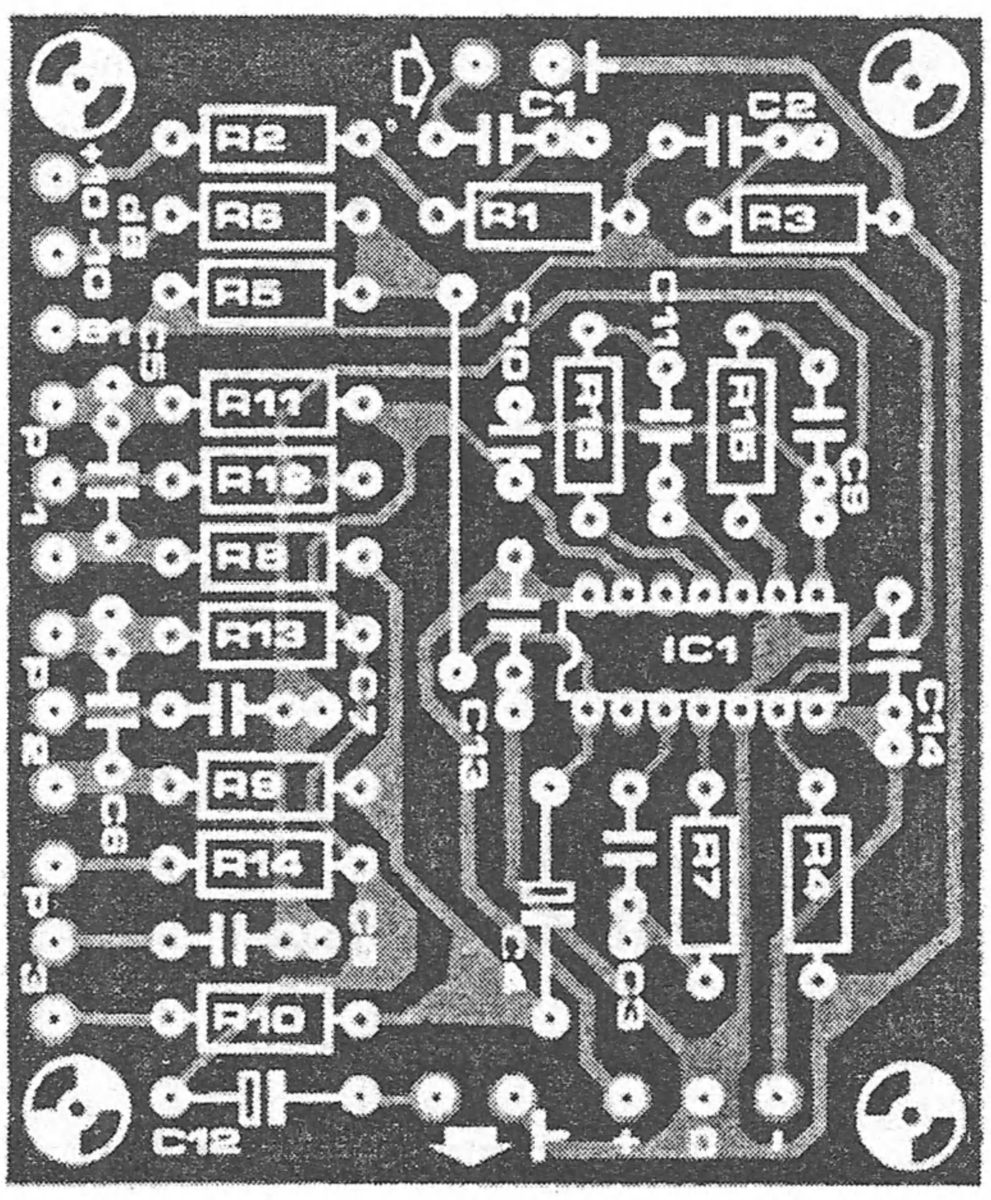
①= Frecvențele înalte și cele joase sunt amplificate puternic.

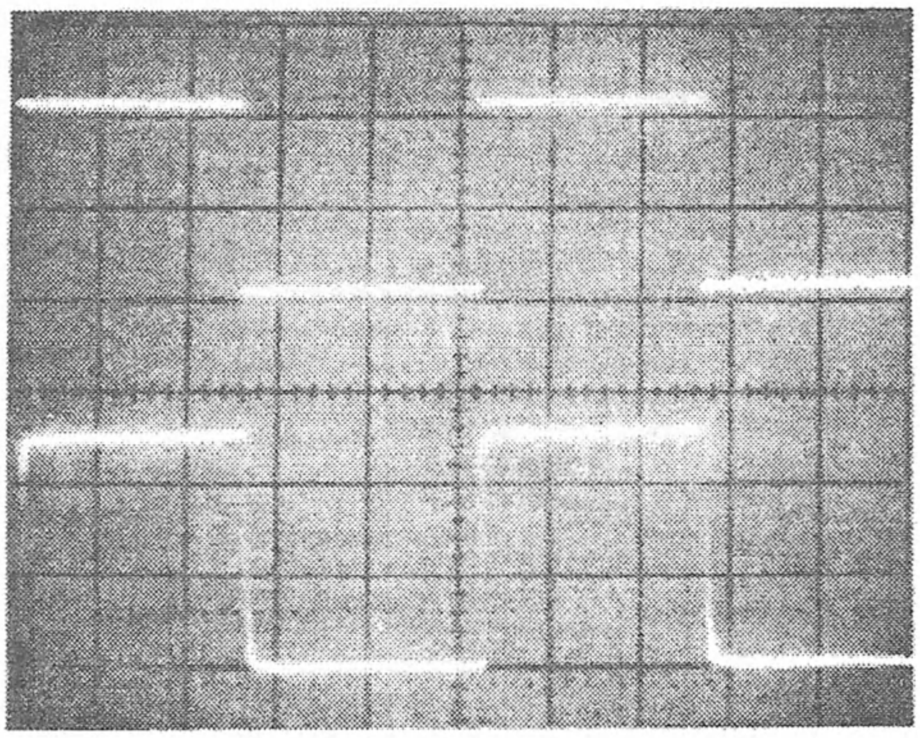
②= Sunt amplificate frecvențele medii.

③= Frecvențele medii sunt amplificate puternic.

④= Frecvențele medii prezintă un minim.





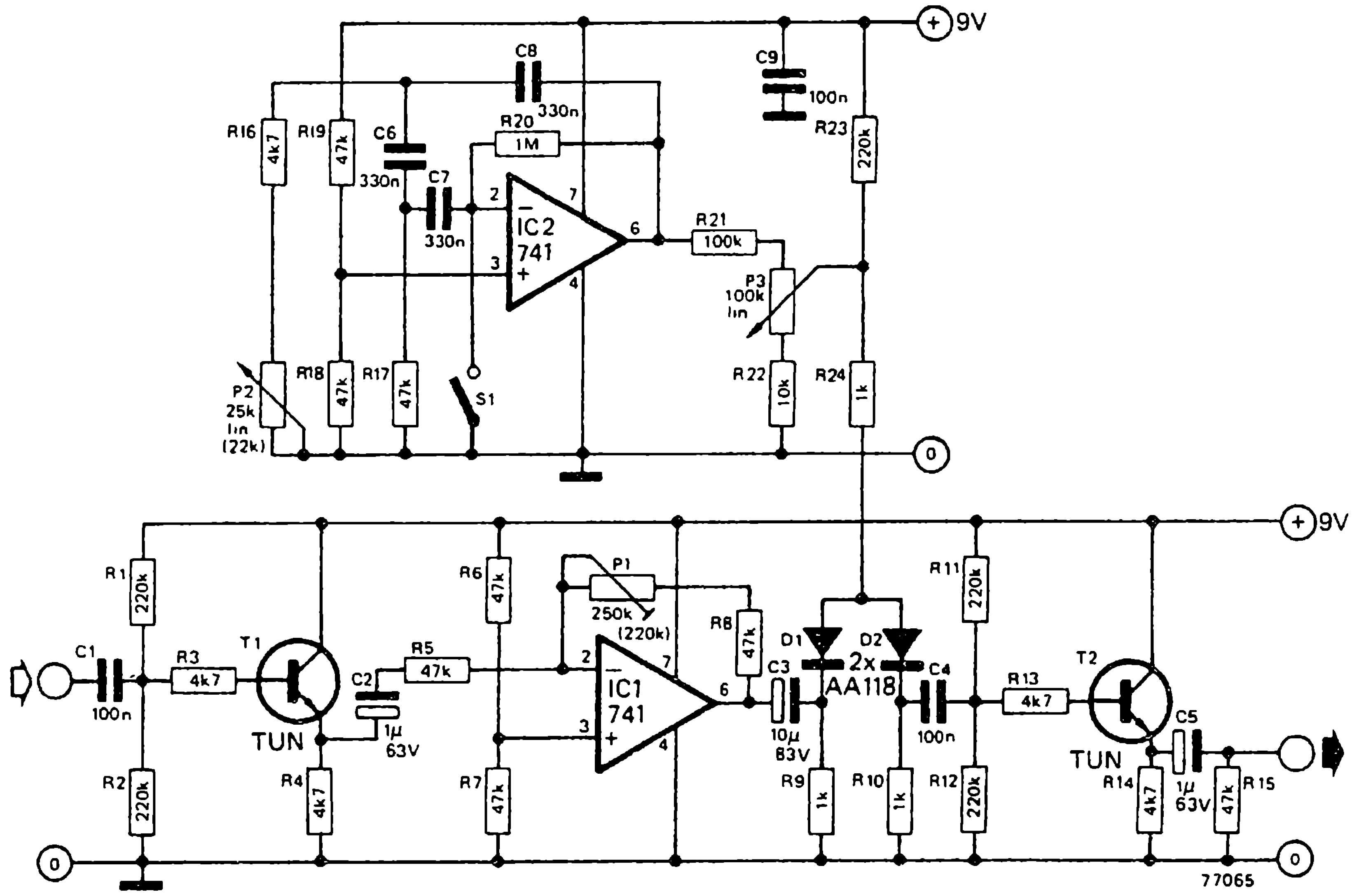


S1, se poate realiza ușor o reacție inversă între chitară și instalația amplificatorului, atunci când se aduce chitara în apropierea difuzorului. Acest efect, foarte apreciat în cercurile muzicale, numit și „chitara care cântă", poate fi realizat de regulatorul de sunet descris aici, deja la puteri de amplificare de 20 W. Elementul de corecție R3, C2 reduce procesele tranzitorii care iau naștere la conectarea în reacție inversă dintre difuzor și chitară.

Deoarece montajul, datorită amplificatorului operațional utilizat, este foarte sărac în zgomot, poate fi utilizat și ca un corector de ton pentru aparatele HiFi. Oscilograma arată forma bună a semnalului dreptunghiular realizat de montaj la o frecvență de intrare de 1 kHz. Domeniile măsurate peste și sub această frecvență, la diferite poziții ale potențiometrului, demonstrează vizibil graficul ilustrat aici.

023 *Tremolo*

Tremolo-ul este un aparat de efect și aparține deja de multă vreme inventarului de toate zilele al muzicianului. Un tremolo ia naștere atunci când, de exemplu, un semnal de chitară cu frecvența de 1 Hz ... 10 Hz este modulat în amplitudine. Cea mai bună impresie de sunet rezultă atunci când tensiunea de modulare variază sinusoidal, așa cum este cazul în montajul de față. Semnalul de joasă frecvență ajunge prin adaptorul de impedanță la amplificatorul operațional IC1 al cărui factor de amplificare poate fi reglat cu potențiometrul P1. Cu amplificatorul operațional IC2, se realizează un generator sinusoidal, a cărui frecvență poate fi reglată de la 1 Hz la 10 Hz cu ajutorul potențiometrului P2.



Modulatorul cu diode (D1, D2) multiplică semnalul de joasă frecvență cu semnalul generatorului sinusoidal. Pe rezistența R10 ia naștere o tensiune modulată în amplitudine. Gradul de modulare poate fi reglat cu potențiometrul P3. Pentru a elimina reacțiile de la ieșirea montajului asupra modulatorului, a fost prevăzut repetorul pe emitor T2. Generatorul sinusoidal poate fi deconectat cu întrerupătorul S1, astfel încât la o reglare corectă a potențiometrului P1, montajul să aibă o amplificare de exact 0 dB.

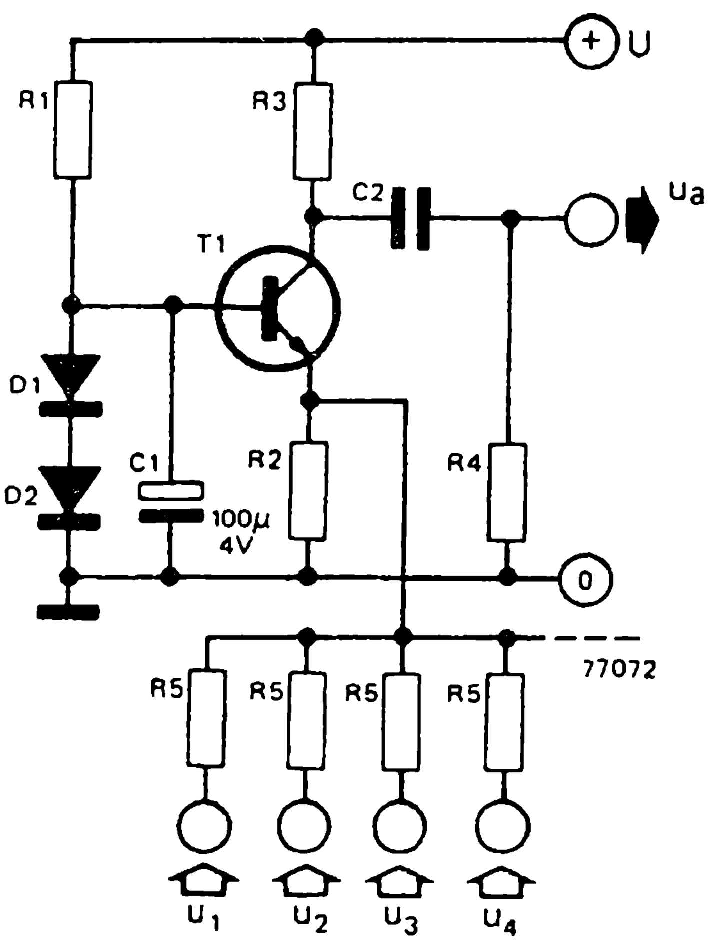
024 *Etaj de mixare cu un tranzistor*

Tranzistorul T1 este conectat într-un montaj cu bază comună, cu emitorul comandat în curent. Aproape întregul curent de comandă trece din nou prin colector. Cu ajutorul lui R1, D1 și D2, condiția ca R2 să fie mai mare ca 1/S (S = panta lui T1) este satisfăcută aproape automat. Emitorul poate servi ca masă virtuală pentru un montaj de mixare, așa cum este el necesar, de exemplu, într-un pupitru de mixaj.

Liniaritatea montajului depinde aproape exclusiv de liniaritatea factorului de amplificare în curent: $\alpha = h_{fe}/(h_{fe} + 1)$. Tensiunea de ieșire este egală cu R3/R5 x (u1 + u2 + u3 + ...)

Pentru dimensionare sunt valabile următoarele formule: curentul de colector al tranzistorului rezultă din i = 0,6 V / R2. Pentru o excitare maximă trebuie îndeplinită condiția R3 = U / 1,2 V. Rezistența R5 se obține din R3 înmulțit cu n (numărul de intrări).

Exemplul următor trebuie să servească pentru clarificare: dacă R2 = 680 Ω, curentul de colector este de circa 1 mA. Dacă U = 15 V



rezultă valoarea de 8k2 pentru R3 ; R5 capătă valoarea de 33 k pentru patru intrări. Bineînțeles, montajul poate fi dimensionat și în alte moduri.

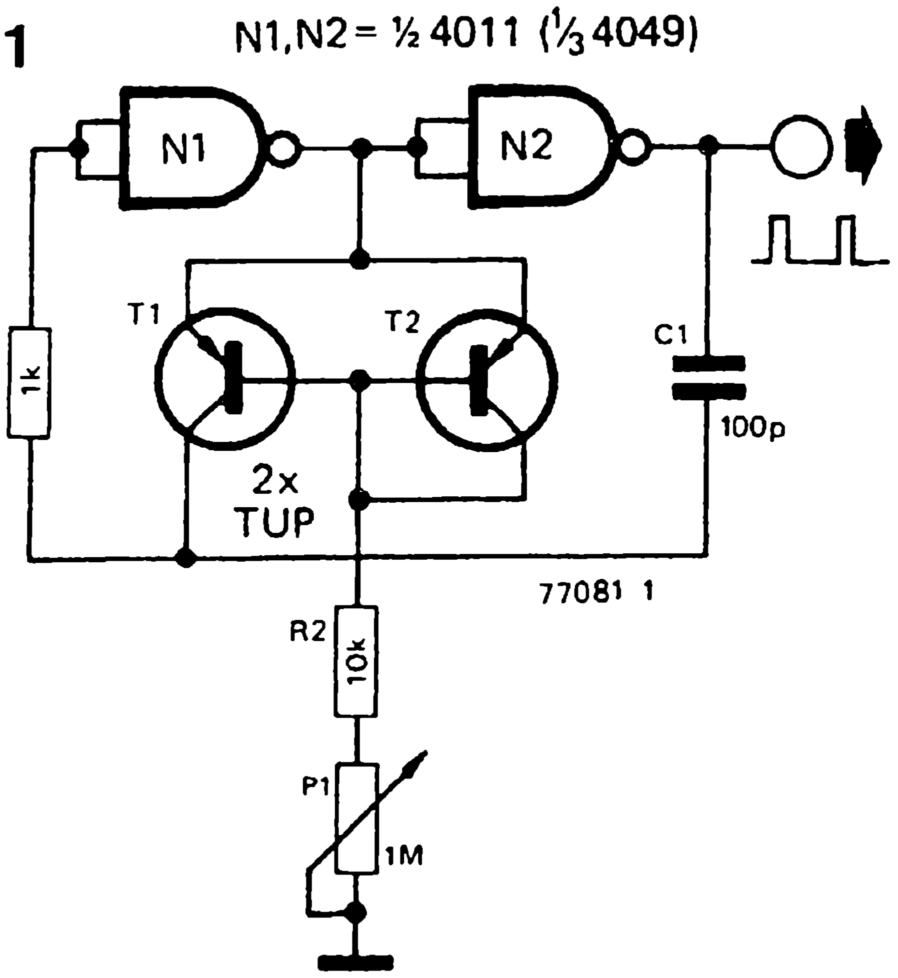
025 *Oscilator comandat în curent (OCC) cu 4011*

Putem realiza un CCO (Current Controlled Oscillator) simplu, cu numai două porți inversoare 4011 sau 4049.

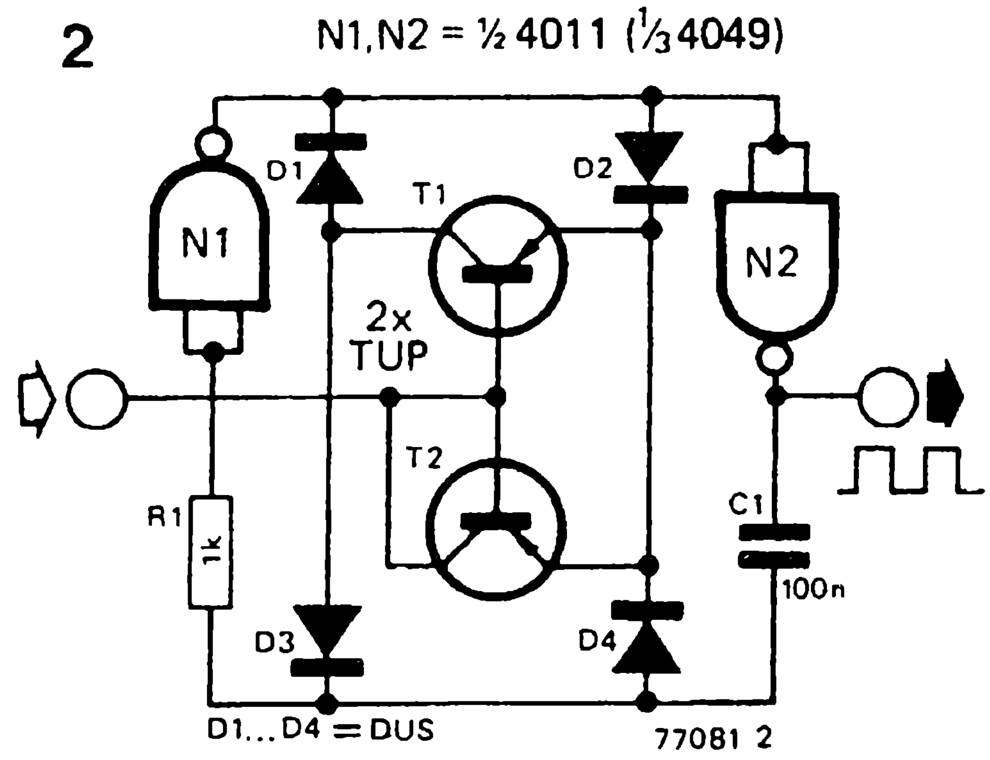
Este vorba, în principiu, de cunoscutul montaj al oscilatorului construit cu două porți. Rezistența de încărcare, respectiv descărcare, a condensatorului C1 este totuși înlocuită aici cu două tranzistoare. Ambele tranzistoare constituie o oglindă de curent, respectiv curenții de colector ai lui T1 și T2 sunt egali (la caracteristici identice ale tranzistoarelor). Încărcarea lui C1 are loc la fel ca de obicei. Ieșirea lui N2 devine „1" logic.

Curentul de descărcare (ieșirea lui N2 este „0") circulă totuși în direcție opusă prin T1, curentul de colector trece spre emitor și curentul de emitor spre colector. T2 se blochează imediat ce tensiunea de alimentare nu este mai mare de 5 V. La tensiuni de alimentare mai mari, joncțiunea bază-emitor a lui T2 conduce, astfel încât T2 conduce și el. Cu tranzistoare de tip BC 557 A, domeniul de frecvențe ajunge

1



2



la 4 ... 100 kHz pentru o tensiune de alimentare de 5 V.

Este clar că T2 este utilizat, în conexiunea cea mai simplă, într-un mod oarecum neobișnuit. Fig. 2 prezintă montajul complet cu 4 diode. Ambele tranzistoare se găsesc într-o punte cu diode, astfel încât curentul circulă continuu în aceeași direcție prin oglinda de curent, de aceea el este activ în ambele jumătăți de perioadă.

Dacă dorim să facem ca oscilatorul să fie comandat în curent (current controlled), atunci montajul oglindă de curent trebuie să fie comandat de o sursă de curent modificată.

La montajul cu punte din diode există posibilitatea de a utiliza și elemente asimetrice de curent, precum fotodiodele sau fototranzistoarele.

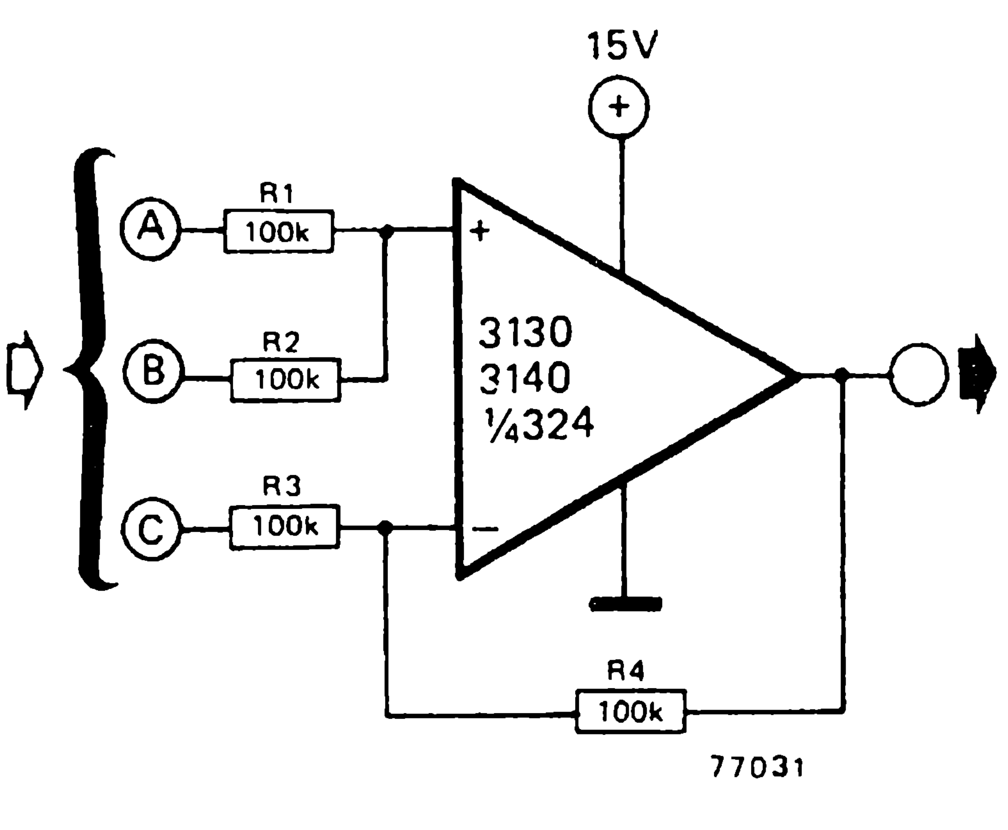
026 *Adaptor de nivel*

La montajele de măsură și de afișare, este adeseori necesar să transpunem variațiile de tensiune într-un alt domeniu. În asemenea cazuri, poate fi util adaptorul de nivel prezentat aici.

Un exemplu clarifică modul de funcționare: la „comutatorul cu 2 canale cu UAA 170" (prezentat într-o altă parte a acestei cărți) trebuie adăugată o tensiune de 5 V la tensiunile de intrare; 0 V devine 5 V, 1 V devine 6 V ș.a.m.d. Intrarea C a adaptorului de nivel se găsește la masă; intrarea A primește „tensiunea de translație" de 5 V, în timp ce B servește ca intrare de comandă.

O tensiune de 3 V în B are, de exemplu, ca urmare o tensiune de 4 V la intrarea amplificatorului operațional. Amplificatorul operațional se comportă acum în așa fel încât la intrarea inversoare se găsește aceeași tensiune ca la intrarea neinversoare. Deoarece intrarea C este legată la masă, pe rezistența R3 cad 4 V. Pe R4 trebuie să existe de asemenea o tensiune de 4 V; de aceea, tensiunea la ieșire măsoară 8 V (5 V + 3 V).

Dacă tensiunea de comandă trebuie transpusă la un nivel mai scăzut, atunci intrările B și C



se inversează. Tensiunea de 5 V este înjumătățită (B este legat acum la masă), astfel încât la intrarea neinversoare există 2,5 V. Pe R3 cade o tensiune de 0,5 V; tensiunea de ieșire măsoară, prin urmare, 2 V (= 5 V – 3 V).

Valoarea rezistențelor R1 ... R3 depinde numai de caracteristicile amplificatorului operațional și de rezistența de intrare dorită. Cea din urmă trebuie să fie în orice caz cu mult mai mare (cel puțin de 10 ori) decât rezistența de ieșire a etajului care comandă nivelul de adaptare.

Se pot utiliza aproape toate tipurile de amplificatoare operaționale atunci când domeniul „modului comun", la o alimentare asimetrică, nu este depășit. Se poate folosi, de exemplu, și un 741; însă deoarece acest tip nu mai lucrează corect atunci când tensiunile de intrare coboară sub 1,5 V, el trebuie să fie alimentat simetric.

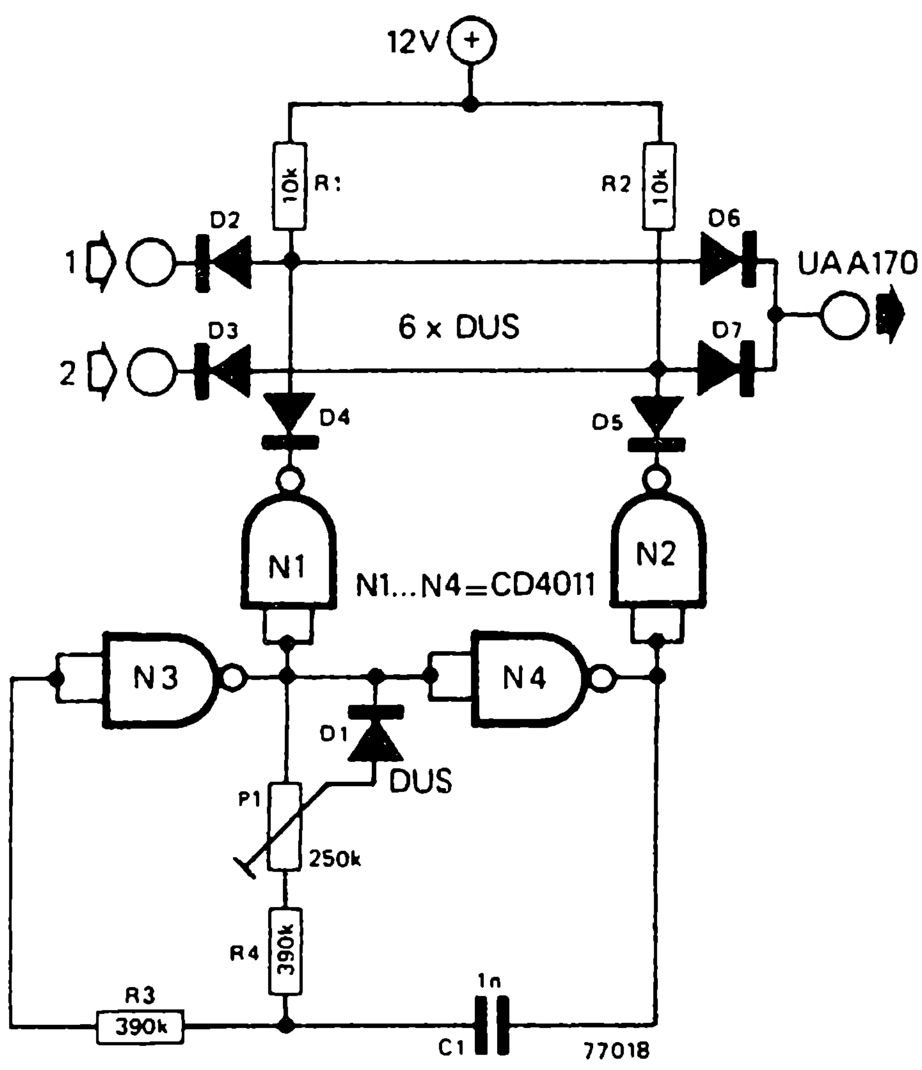
027 *Comutator cu două canale pentru UAA 170*

Ideea care stă la baza acestui montaj este următoarea: UAA 170 permite aprinderea unui număr de 16 LED-uri, în funcție de tensiunea de comandă. La multe aplicații nu sunt necesare totuși toate cele 16 LED-uri; 8 LED-uri sunt suficiente, de cele mai multe ori. Restul de ieșiri rămân neutilizate, deși UAA 170 nu face parte din categoria celor mai ieftine circuite integrate. Montajul dă posibilitatea comandării independente a 2 x 8 LED-uri cu numai un singur circuit integrat. Cele două intrări sunt conectate alternativ prin diode la intrarea circuitului UAA 170. Comanda acestui comutator electronic se realizează cu un oscilator simplu constituit din două porți MOS. Dioda D1 și potențiometrul P1 sunt adăugate pentru a se putea influența raportul de umplere (raportul impuls/pauză). Se poate echilibra astfel luminozitatea ambelor grupe de LED-uri. Atunci când este posibil doar un reglaj în contracurent, dioda D1 trebuie inversată.

Este important ca tensiunile de intrare să nu acopere ambele domenii deoarece, în caz contrar, ambele indicatoare cu LED-uri vor „curge unul într-altul".

Pentru împărțirea în două indicatoare independente, este necesar ca tensiunea de comandă 1, de exemplu, să varieze între 0 și 5 V, iar tensiunea de comandă 2 să varieze între 5 și 10 V. Când sunt disponibile doar două tensiuni de comandă în domeniul 0 ... 5 V, atunci la una din ele trebuie adăugată tensiunea de 5 V. Aceasta se poate realiza foarte simplu cu „adaptorul de nivel" descris în montajul precedent (26).

Rezistența de intrare depinde de R1, respectiv R2, și măsoară neapărat 10 k per canal.



În cele mai multe cazuri, valorile ambelor rezistențe pot fi mărite în măsura în care este de dorit o rezistență de intrare mai mare.

Montajul absoarbe un curent de 2 mA la o tensiune de alimentare de 12 V. Frecvența de comutare este de 1 kHz; ea poate fi ridicată sau coborâtă prin modificarea valorii lui C1.

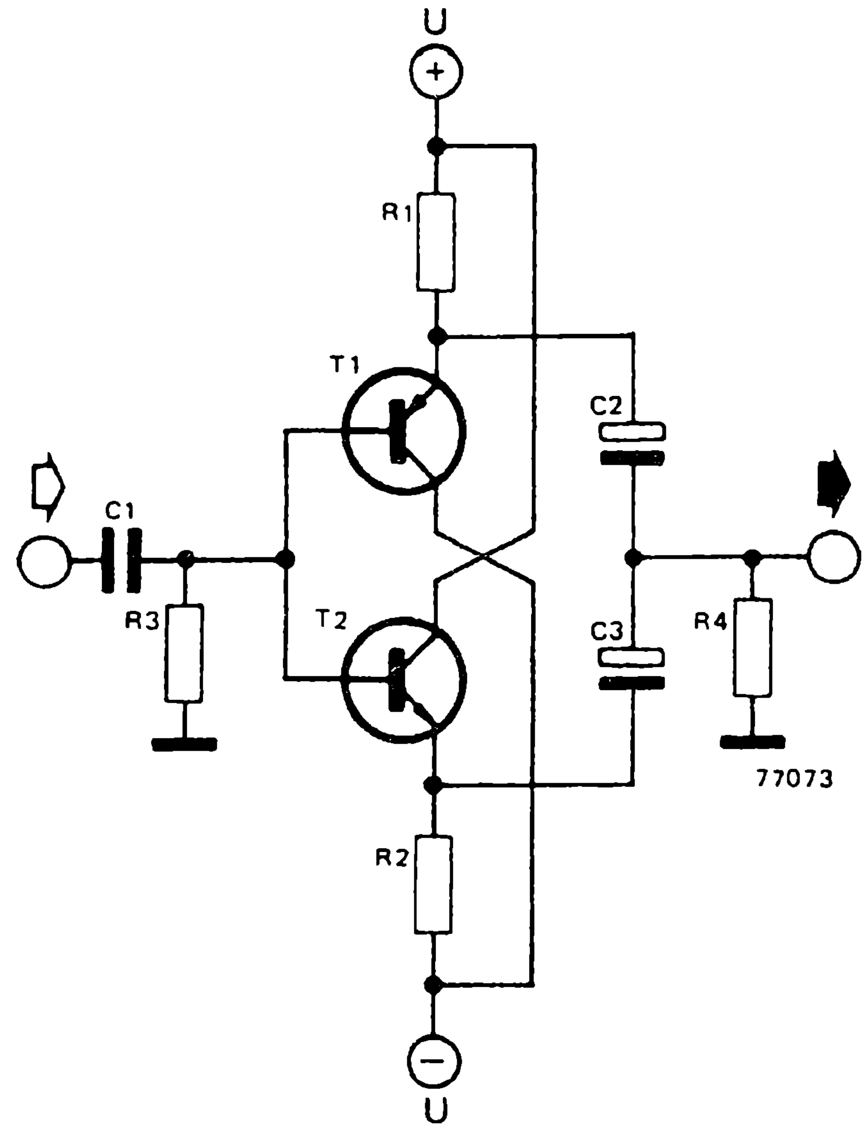
Montajul cu două canale descris aici poate fi legat direct cu montajul publicat în articolul „DAM" (Elektor, feb. 1976). La ambele montaje trebuie să fim atenți la faptul că tensiunea maximală a lui UAA 170 este de 6 V; aici este dat cazul interconectării unui divizor de tensiune. Montajul poate fi realizat cu UAA 180.

028 *Repetor pe emitor complementar*

Montajul oferă o alternativă interesantă pentru conceperea unui buffer (etaj de adaptare impedanță) sau a unui etaj final de mică putere cu zgomot redus. Curentul de repaus depinde aici exclusiv de tensiunea de alimentare și de rezistența R1 (pentru T1), respectiv rezistența R2 (pentru T2), în timp ce la montajul standard, după cum se știe, ambele conexiuni ale bazelor sunt legate împreună prin diode. Aceste diode, la montajul standard, acționează defavorabil asupra impedanței de intrare; este ca și cum s-ar utiliza principiul bootstrap; curentul de repaus se împrăștie considerabil.

În acest montaj, curentul de repaus din T1 este egal cu (U – 0,6 V)/R1, iar curentul de repaus din T2 este egal cu (U – 0,6 V)/R2; R1 și R2 au în mod normal aceeași valoare. Dimensionarea condensatoarelor C2 și C3 depinde de rezistența de sarcină R4 și de cea mai scăzută frecvență de lucru. Când factorii de amplificare în curent ai tranzistoarelor T1 și T2 sunt egali, la fel ca și rezistențele R1 și R2, atunci pe R3 nu există nici o tensiune continuă; în acest caz C1 poate lipsi. Dacă montajul este comandat cu un amplificator operațional, se poate de asemenea renunța la C1 și la R3.

Repetorul pe emitor complementar ar trebui să fie comandat ca buffer sau etaj final în



clasă A. Puterea de ieșire debitată pe R4 măsoară atunci:

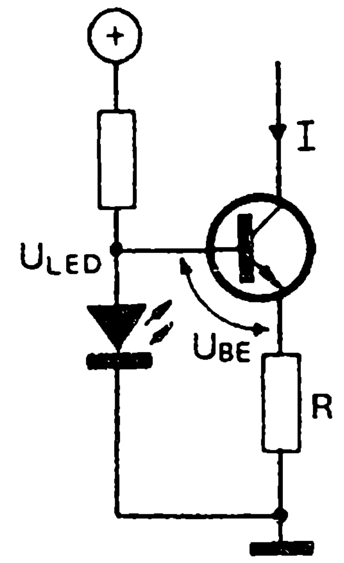
$$P = i^2 \cdot R4\text{, unde } i = \frac{U - 0{,}6\ V}{R},$$

atâta timp cât R4 este neglijabil de mic față de R = R1 = R2.

029 *LED-ul ca diodă de referință*

Căderea de tensiune pe un LED este, în funcție de tip, între 1,4 și 2,2 V, la un curent prin LED de 5 ... 10 mA. Dacă temperatura crește cu 1 °C, atunci tensiunea scade (la curent constant) cu circa 1,5 mV. Coeficientul de temperatură are prin urmare valoarea de –1,5 mV/°C. Acest comportament poate fi utilizat pentru realizarea unei surse de curent constant (vezi fig.) aproape complet independentă de temperatură. Coeficienții de temperatură ai LED-ului și joncțiunii bază-emitor sunt aproape egali, astfel încât se anulează reciproc.

Pentru curentul de colector este valabilă următoarea relație: $I = (U_{LED} - U_{BE})/R$.



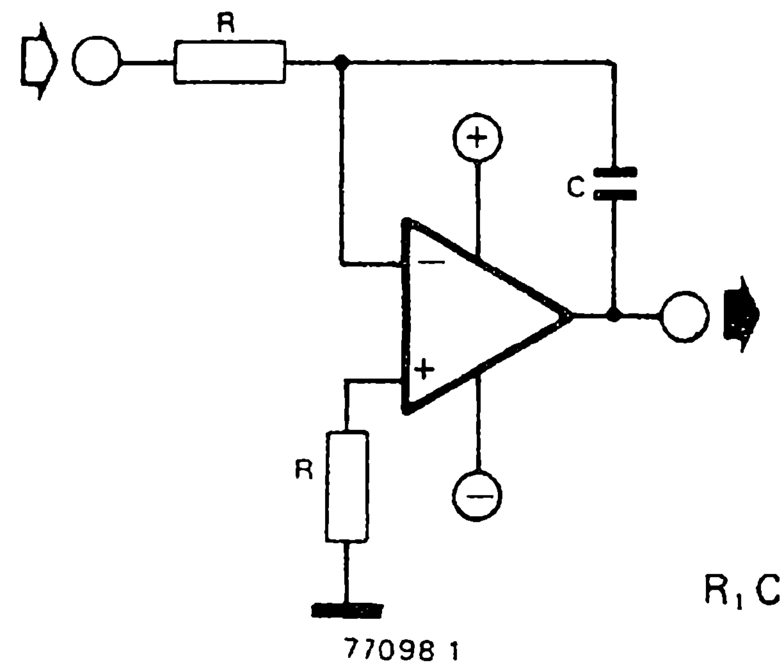
Să fim atenți la faptul că tensiunea U_{LED} poate fi diferită pentru fiecare tip de LED.

030 Integrator neinversor

În montajul integrator utilizat în mod obișnuit (fig. 1), condensatorul C este legat la masa virtuală; ieșirea amplificatorului operațional este din acest motiv încărcată pozitiv. Acest lucru poate acționa defavorabil asupra stabilității și poate influența comportamentul semnalului mare („slew rate") al montajului.

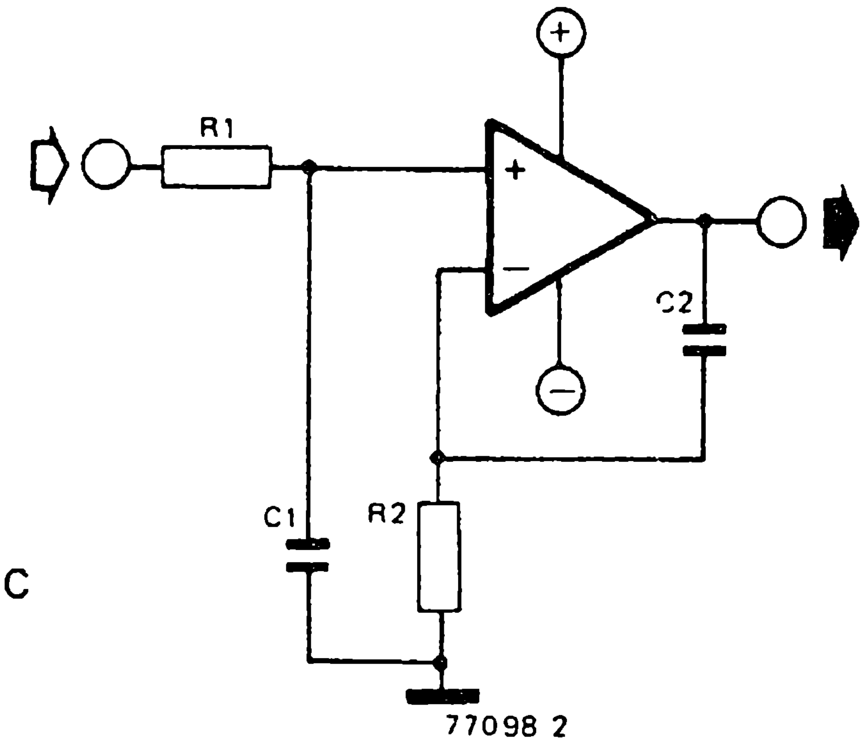
Când caracterul inversor al integratorului este mai puțin important, atunci alternativa dată în fig. 2 poate fi și ea utilă. Față de montajul din fig. 1, integratorul din fig. 2 nu mai inversează. Rezistențele R1 și R2 trebuie să aibă, la fel ca și condensatoarele C1 și C2, valori egale. Dacă se schimbă atât R1 și C1 cât și R2 și C2, se obține un diferențiator neinversor.

1



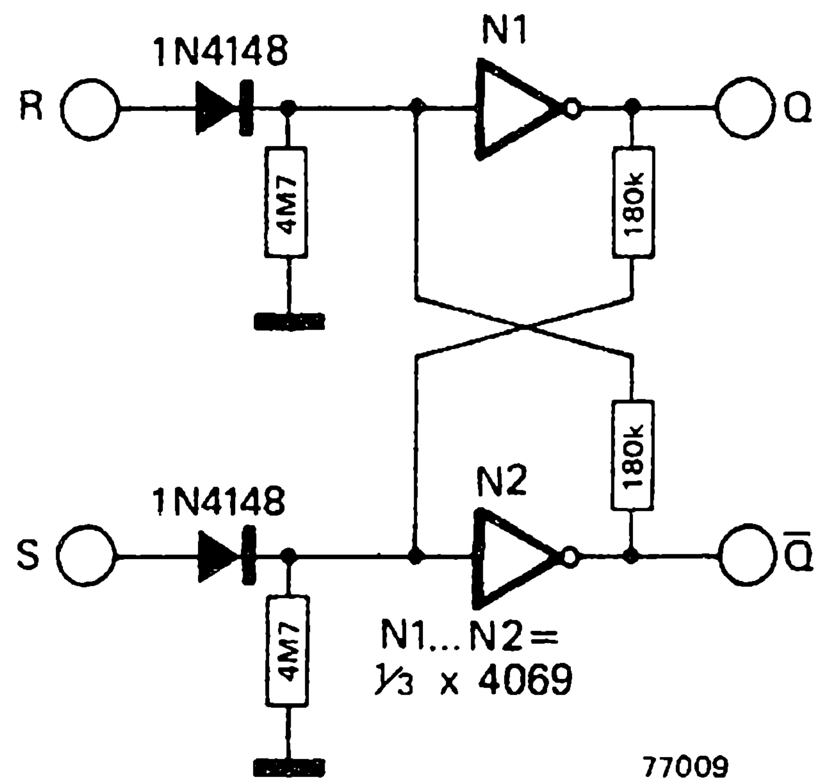
$$R_1C_1 = R_2C_2 = RC$$

2



031 Multivibrator RS cu inversor

Un multivibrator este construit de cele mai multe ori cu două porți NAND. În locul porților putem totuși utiliza inversoare. Figura arată un multivibrator cu 2 inversoare CMOS. În contrast cu multivibratorul NAND, inversorul multivibrator bistabil trebuie acționat și readus în poziție inițială cu impulsuri pozitive; în stare de repaus, la intrările inversorului se găsește un „0". Ambele ieșiri, Q și $\overline{Q}$, sunt inversate față de multivibratorul NAND. Dacă la ieșirea Q se găsește un „0", atunci, la un impuls pozitiv la intrarea S, ieșirea inversorului de jos devine „0"; acest „0" ajunge prin rezistența de 180 k la intrarea inversorului de sus (la această intrare exista înainte un „1", deoarece $\overline{Q}$ era în prealabil „1"). Ca urmare a acestui fapt, la ieșirea lui Q apare un „1". Acest „1" ajunge, prin cea de a doua rezistență de 180 k, la intrarea inversorului de jos, astfel încât starea montajului se menține chiar și după îndepărtarea impulsului de acționare.



(RCA)

032 PLL cu 4011

Deoarece circuitele integrate monolitice PLL (Phase Locked Loop – circuit cu calare pe fază) sunt încă scumpe, s-a căutat o alternativă favorabilă ca preț, fără a se utiliza un număr prea mare de elemente constructive. S-a dorit numai ca această alternativă să fie potrivită pentru un anume scop.

S-a realizat un oscilator comandat în curent (CCO) cu două porți MOS-NAND. Prin aceasta, o poartă pentru comparatorul de fază și una pentru amplificarea semnalului au rămas neutilizate. Puterea montajului realizat este surprinzător de mare.

Caracteristicile montajului sunt următoarele:

Domeniul de frecvență (cu P2 reglabil): circa 25 ... 800 kHz.

Maxima ridicare a frecvenței demodulabile: circa 20% din frecvența oscilatorului.

Tensiunea de ieșire la f_0= 500 kHz; f = 30 kHz și f_m = 1 kHz : 45 mV_{VV}.

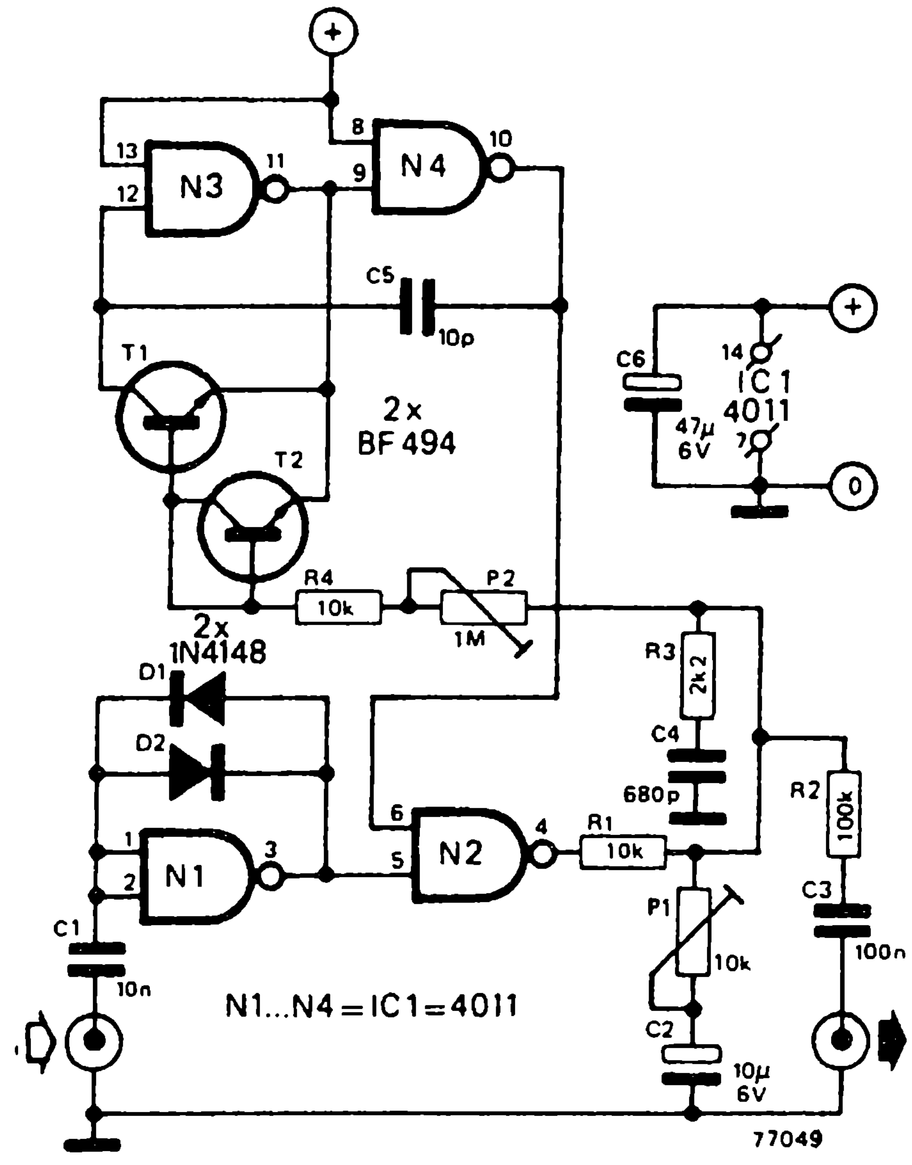
Atenuarea AM la 30% AM ≥ 40 dB.

Sensibilitatea la intrare: mai bună decât 2 mV / 50 Ω.

Aceste valori sunt valabile pentru o tensiune de alimentare de 6 V, curentul absorbit fiind de circa 0,6 mA.

Montajul poate fi optimizat și în alt mod: circuitele de tip 4011 se deosebesc enorm între ele, în funcție de fabricant. Cu cât caracteristica de transmisie a porții variază mai abrupt și cu cât este mai redusă sincronizarea între porți, cu atât este mai ridicată sensibilitatea montajului PLL. De aceea se vor căuta exemplare care realizează următoarele valori:

Domeniul de frecvență: 12,5 ... 500 kHz.



Sensibilitatea la intrare: 250 µV (tip.) la 50 Ω.

Tensiunea de alimentare: 3 V

Curentul absorbit la f_0 : 500 kHz = 250 µA.

PLL 4011 este potrivit înainte de toate pentru demodularea semnalelor din banda FM.

Un test comparativ cu un montaj PLL integrat (și, evident, mai scump) a arătat chiar o mică superioritate a raportului semnal-zgomot și a atenuării AM pentru PLL 4011.

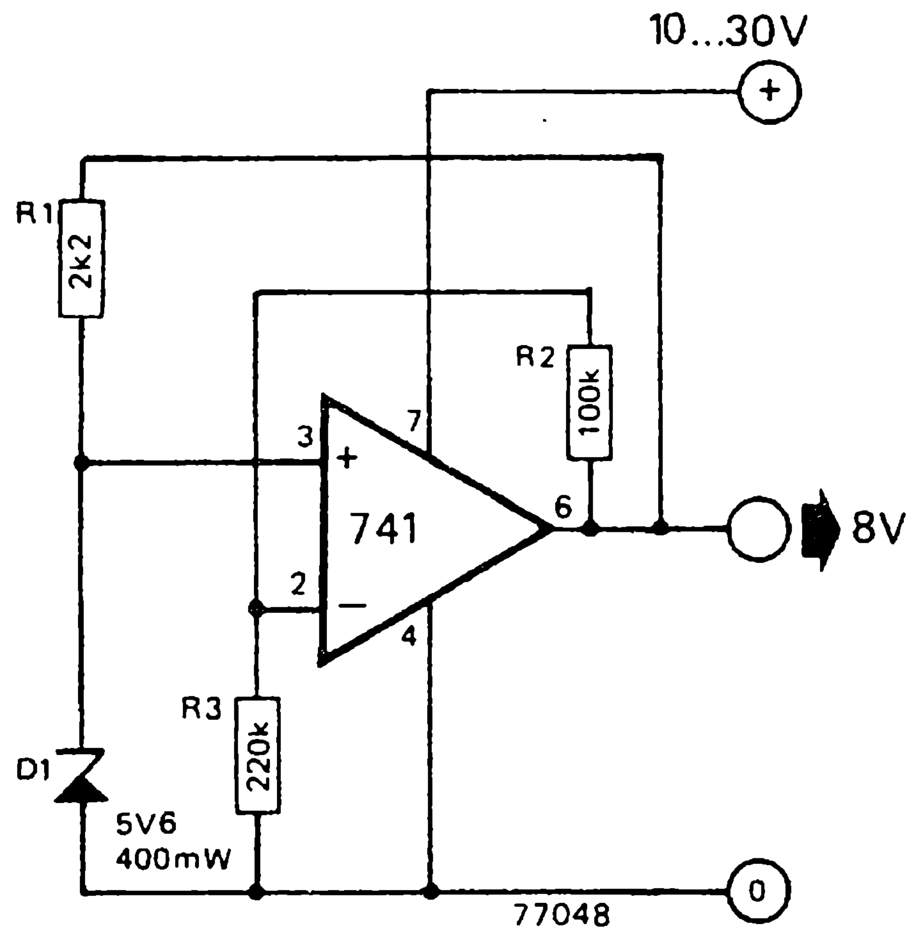
În principiu, PLL 4011 poate fi utilizat și pentru demodularea semnalelor FM de bandă largă.

033 Super-Zener

Montajul a fost conceput inițial pentru realizarea unei tensiuni de referință constante într-un aparat alimentat cu baterii. Deși prin dioda Zener trece doar un curent de 1 mA, tensiunea de ieșire variază cu numai 1 mV la o variație de la 10 la 30 V a tensiunii de alimentare!

Tensiunea care cade pe o diodă Zener este extrem de constantă atunci când prin diodă circulă un curent constant. Aici, acest curent constant circulă prin rezistența R1; în plus, dioda Zener are ca rezistență de sarcină intrarea neinversoare, cu rezistență mare a amplificatorului operațional.

R1 constituie un fel de sursă de curent, deoarece căderea de tensiune pe R1, la o tensiune de ieșire constantă a amplificatorului ope-



rațional și la o tensiune Zener constantă, rămâne și ea constantă; de aceea, obligatoriu, și prin R1 circulă un curent constant.

Mărimea tensiunii de ieșire rezultă din relația: $U_{ieș} = (R2 + R3)U_{Zener}/R3$, atâta timp cât tensiunea de alimentare este cu cel puțin 2 V mai mare decât tensiunea de ieșire dorită. Amplificatorul operațional coboară concomitent tensiunea de ieșire, astfel încât poate fi absorbit un curent de 15 mA.

Montajul nu compensează coeficientul de temperatură al diodei Zener; acest lucru devine chiar mai evident aici. În cazul în care această situație este importantă, trebuie utilizată o diodă Zener cu o cât mai mică dependență față de temperatură.

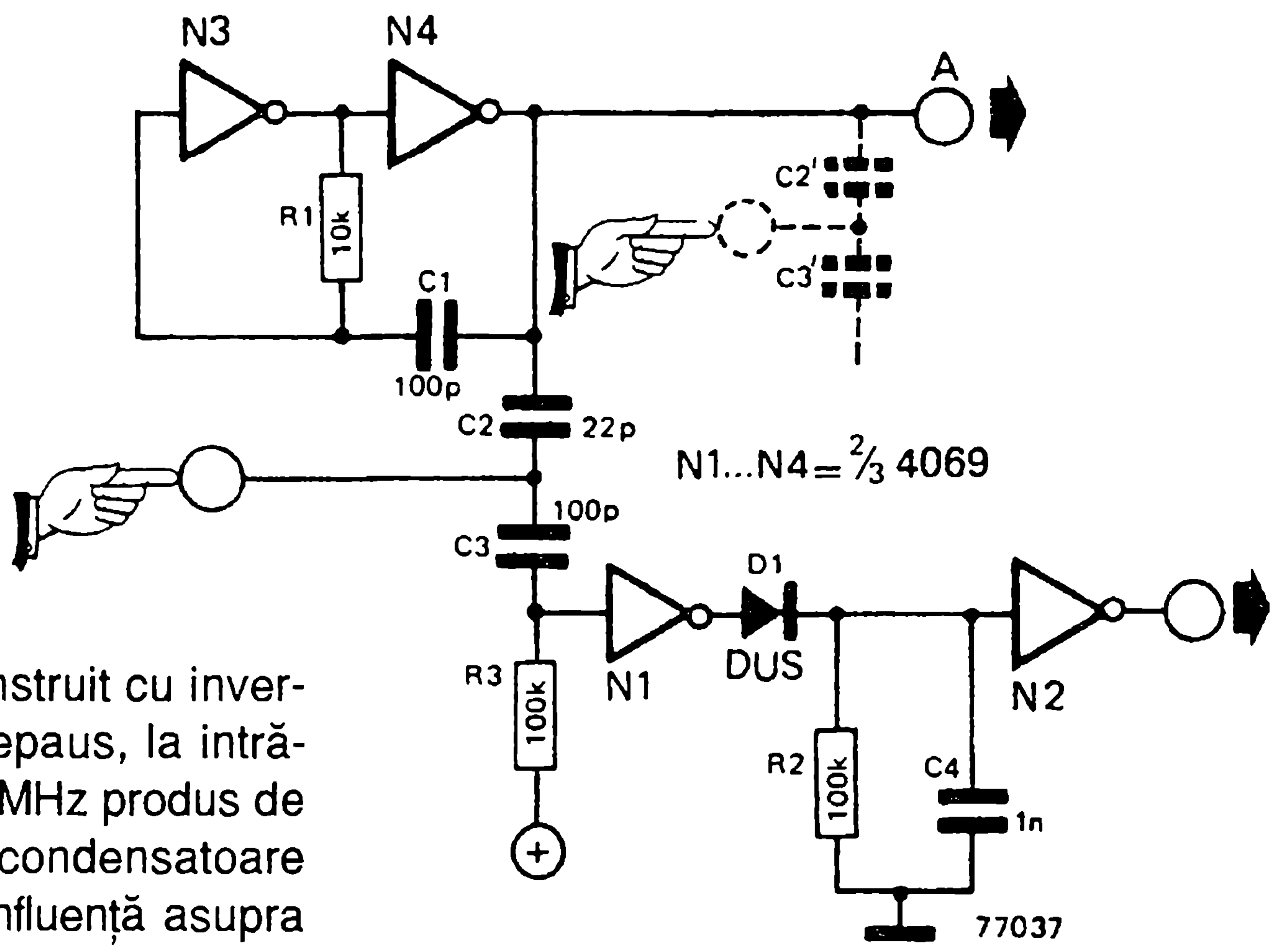
034 *Comutator cu senzor de atingere*

Montajele cu senzor de atingere există în multe variante; ele își au propriile avantaje și dezavantaje. Acest montaj se caracterizează în special prin faptul că îi este suficient un senzor cu un singur punct de contact și de aceea prezintă o mare fiabilitate. Trebuie menționată în plus separarea galvanică între contactul de atingere și montaj, separare care, desigur, necesită condensatoare de cuplaj cu rezistență mare la străpungere. Datorită valorilor mici ale capacităților, costurile rămân totuși reduse.

valorii nominale a amplitudinii semnalului la intrarea lui N1.

La atingerea senzorului, capacitatea mâinii constituie o punte către masă pentru semnalul de 1 MHz, astfel încât tensiunea semnal la intrarea lui N1 scade mult. Deoarece această intrare este legată în plus cu tensiunea de alimentare prin R3, la ieșirea lui N2 apare acum un „1" logic.

După eliberarea contactului, semnalul de 1 MHz încarcă pe C4 prin D1, astfel încât ieșirea



Montajul propriu-zis este construit cu inversoarele N1 și N2. În stare de repaus, la intrările lui N1 există un semnal de 1 MHz produs de oscilatorul N3/N4. Cele două condensatoare de cuplaj C2 și C3 nu au nici o influență asupra

lui N2 revine după scurt timp în starea „0” logic.

În cazul mai multor contacte (taste), este suficient să se construiască un singur oscilator și să se lege restul montajului la punctul A.

Un dezavantaj al acestei versiuni de comutator cu senzor de atingere este faptul că semnalul de 1 MHz poate perturba receptoarele radio și alte asemenea aparate sensibile atunci când acestea sunt amplasate în apropiere.

Pentru alimentare putem folosi orice sursă cu tensiunea cuprinsă între 3 ... 15 V; curentul absorbit rămâne sub 1 ... 2 mA. Este absolut suficientă o stabilizare simplă cu o diodă Zener.

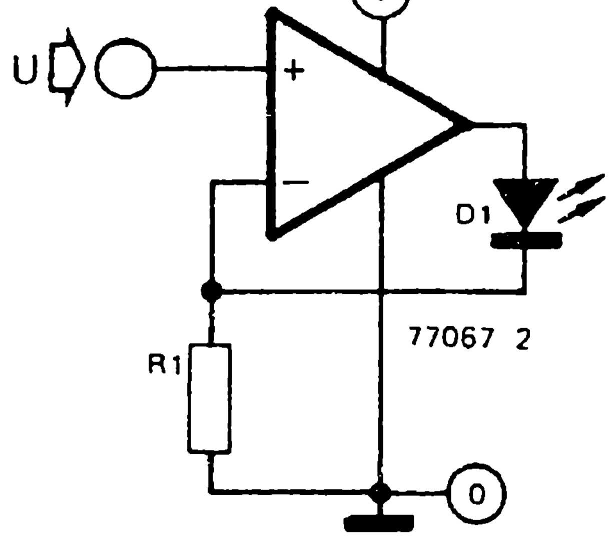
Atunci când contactul de atingere este astfel construit încât el însuși constituie o capacitate relativ mare spre masă, trebuie aleasă o valoare relativ mare pentru C2.

(A. M. Bosschaert)

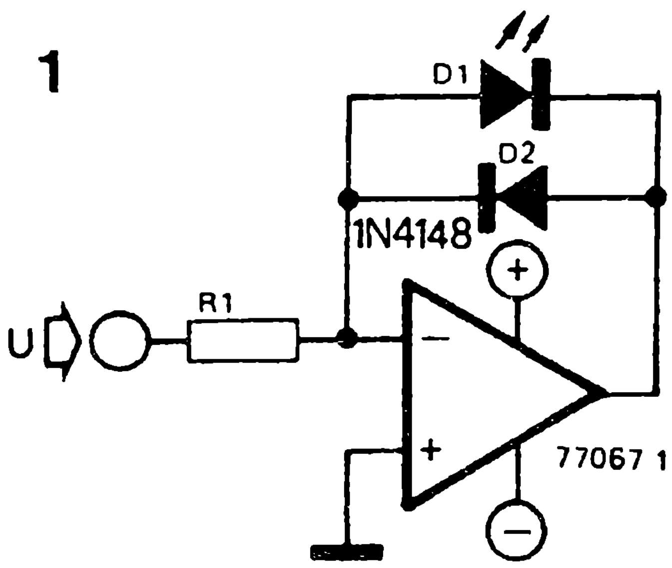
035 *Liniarizarea unui indicator cu LED*

Dacă un LED este comandat cu o tensiune analogică, apare problema că dioda începe să lumineze abia după un prag de tensiune de circa 1,5 V. Dacă tensiunea crește doar cu câteva sute de milivolți, atunci luminozitatea crește brusc, iar puterea de radiație a LED-ului trece repede în starea de saturație, deoarece curentul prin diodă crește exponențial. Atunci însă dioda luminescentă este introdusă în circuitul de reacție inversă al unui amplificator operațional sursă de curent, iar curentul diodei, I_{LED}, variază liniar cu tensiunea de comandă U.

2



1



Dioda D2 conectată ca în fig. 1, antiparalel cu LED-ul, împiedică lucrul în sensul de blocare și limitează tensiunea de blocare pe LED la 0,7 V.

Corelația între tensiunea pozitivă de comandă și curentul prin LED este exprimată prin relația: $I_{LED} = U/R1$.

Fig. 1 prezintă un montaj pentru o tensiune simetrică de alimentare, iar fig. 2 pentru una asimetrică.

(C. Chapman)

036 *Convertor temperatură – tensiune*

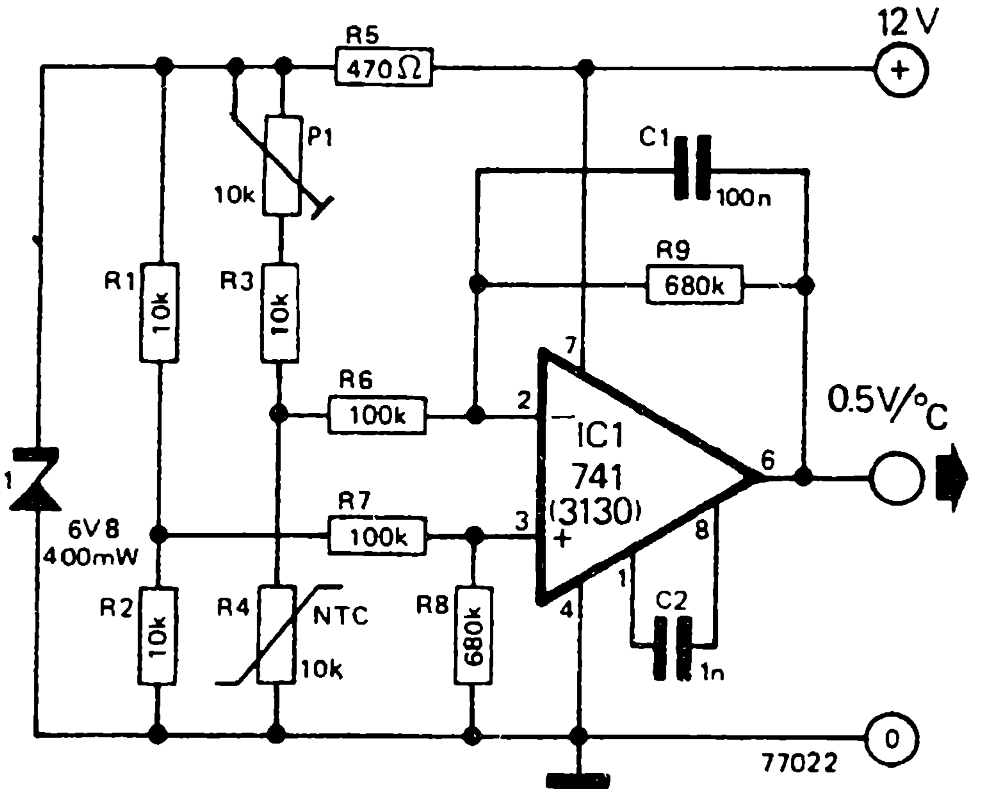
Cu acest montaj simplu poate fi realizată o măsurare precisă a temperaturii în cameră. O rezistență NTC servește drept senzor de temperatură. Ea, așa cum se știe, se evidențiază printr-o puternică dependență față de temperatură. Rezistența NTC limitează domeniul de măsurare al montajului; domeniul liniar, în care abaterea este mai mică de 0,5 °C, este limitat la aproximativ 40°C. În mijlocul acestui domeniu, abaterea este sensibil mai redusă.

Montajul lucrează cu o punte de rezistențe pe care este aplicată o tensiune de alimentare stabilizată. Puntea este astfel echilibrată încât tensiunea pe aceasta este zero la temperatura

de măsurat cea mai scăzută. În acest caz, pe fiecare din cele două ramuri ale punții există o tensiune egală cu jumătatea tensiunii de alimentare. Amplificatorul operațional are rolul de a asigura o rezistență scăzută la ieșire; tensiunea sa la ieșire este egală cu zero atunci când puntea este echilibrată.

Dacă temperatura rezistenței NTC crește, atunci tensiunea de ieșire crește cu circa 0,5 V pe grad Celsius. Coeficientul de conversie depinde de tipul de rezistență NTC utilizat. În cele mai multe cazuri, un coeficient de conversie care diferă cu 0,5 V/°C nu deranjează. Dacă totuși se dorește a se citi temperatura direct, de exemplu la un aparat de măsură universal, atunci valoarea rezistenței R9 trebuie aleasă astfel încât să fie realizată sensibilitatea dorită. Montajul poate lucra acum ireproșabil, cu singura condiție ca rezistența R8 să fie egală cu R9.

Mărimea tensiunii de alimentare nu este critică; tensiunea Zener a lui D1 poate fi cuprinsă între 4,7 și 8,2 V. Curentul absorbit este



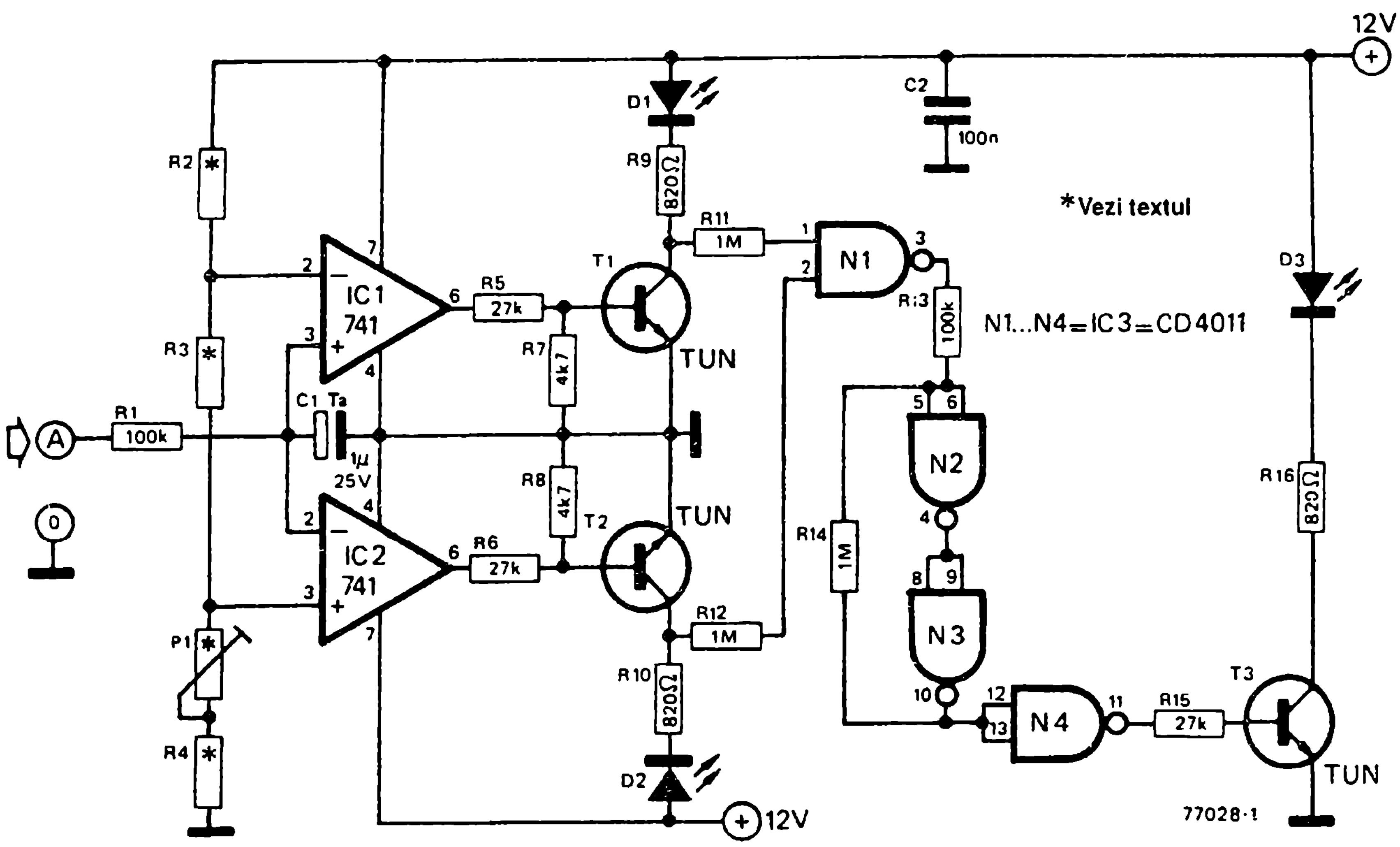
de circa 12 mA; el depinde în special de curentul prin dioda Zener.

Echilibrarea punții, care trebuie realizată în așa fel încât la ieșire să avem zero volți, se realizează cu potențiometrul de reglaj P1.

Condensatorul de 1 n este necesar pentru amplificatoarele operaționale tip 3130 și 3140, deoarece acestea trebuie să fie compensate la frecvența externă.

037 *Indicator de acord cu LED-uri*

Acest montaj poate fi inclus în orice receptor UKW în locul unui indicator de acord cu instrument de măsură magneto-electric. Acest indicator de acord, spre deosebire de indicatoarele ce lucrează cu LED-uri bicolore, este echipat cu LED-urile tradiționale. Cele trei



LED-uri sunt astfel dispuse încât, în cazul unui acord bun, luminează LED-ul din mijloc (D3). Modul de lucru al montajului nu este complicat:

La intrarea A se găsește tensiunea CAF (tensiunea de control automat al frecvenței) a receptorului; ea comandă comparatorul constituit din circuitele integrate IC1 și IC2. Dacă tensiunea este mai mare decât tensiunea de referință (dependentă de divizorul de tensiune R2, R3, P1 și R4), atunci tranzistorul T1 permite LED-ului D1 să lumineze. Dacă din contră, tensiunea CAF este mai mică decât tensiunea de referință, atunci T2 conduce iar LED-ul D2 luminează. În cazul unui acord corect, tensiunea CAF are valoarea nominală. Ea este egală atunci cu tensiunea de referință reglată. În acest caz, atât T1 cât și T2 se blochează, astfel încât tranzistorul T3 este trecut în starea de conducție prin porțile NAND N1 ... N4 (N2 și N3 lucrează ca trigger Schmitt), iar LED-ul D3 luminează.

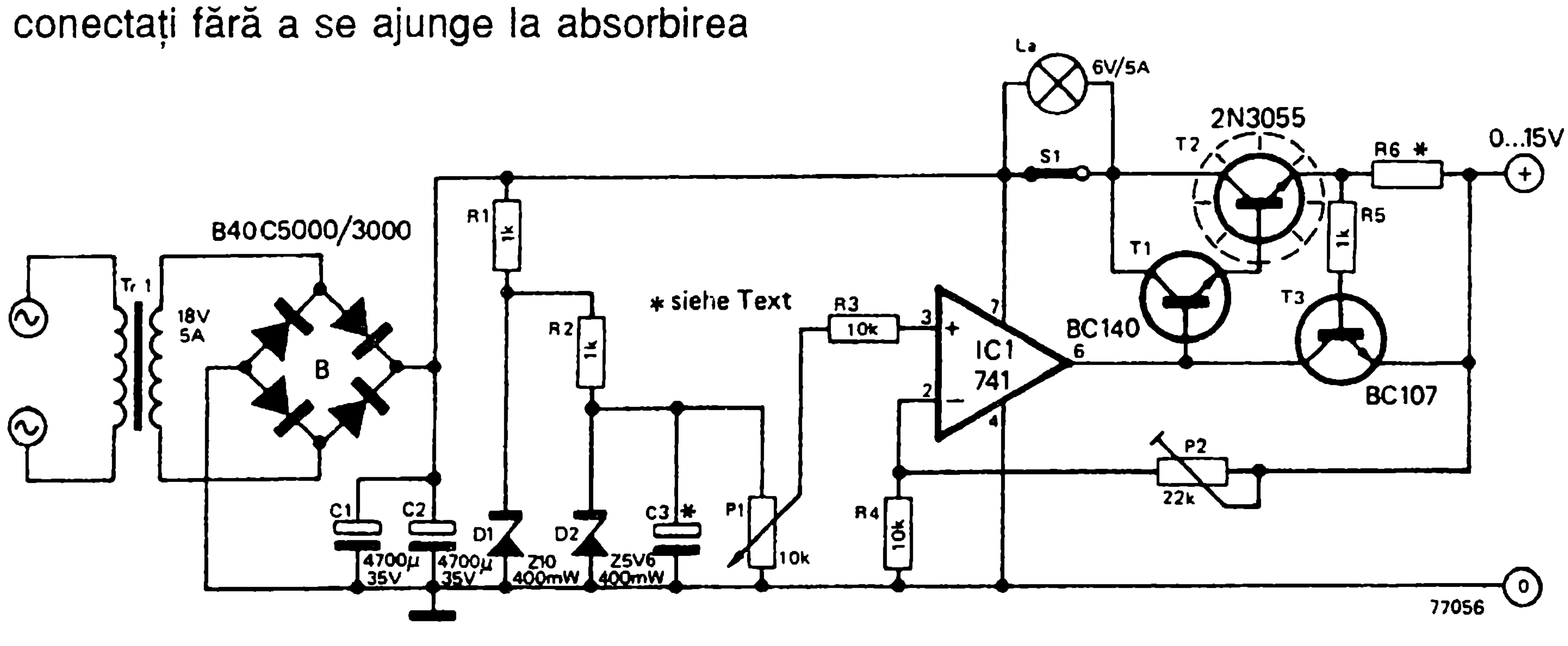
Deoarece valoarea tensiunii CAF diferă de la receptor la receptor, în schema montajului nu s-au dat valori pentru R2, R3, R4 și P1. Atunci când amplificatorul de frecvență intermediară lucrează de exemplu cu circuitul integrat TCA 420 A, tensiunea CAF măsoară 9,5 V. Pentru a realiza o tensiune de referință cu aceeași valoare, divizorul de tensiune se dimensionează astfel: R2 = 4k7, R3 = 100 Ω (sau potențiometru semireglabil de 250 Ω), P1 = potențiometru semireglabil 4k7, iar R4 = 15 k. Dacă din contră, amplificatorul de frecvență intermediară este echipat cu circuitul integrat CA 3089, atunci tensiunea de referință trebuie să fie de 5,6 V. Rezistența R2 este mărită la 12 k, în timp ce toate celelalte valori rămân neschimbate.

Dacă pentru R3 se utilizează un potențiometru semireglabil în locul unei rezistențe fixe, atunci se poate regla, în afara tensiunii de referință (cu P1), și lățimea domeniului în care LED-ul D3 luminează ca indicator pentru acordul corect.

(W. Auffermann)

038 *Sursă simplă de tensiune stabilizată 0 ÷ 15 V / 5 A*

Tensiunea la ieșire a acestui alimentator simplu poate fi reglată între câțiva volți și 15 V. Prin utilizarea a două diode Zener, coeficientul de stabilizare al montajului crește, deriva cu temperatura este redusă datorită lui Uz = 5,6 V. După conectarea aparatului, tensiunea de ieșire crește exponențial cu τ = 1 kΩ·C3. În cazul în care C3 are valoarea de 1000 µF, constanta de timp este de o secundă. Utilizatorii care au o rezistență mică la rece, pot fi astfel conectați fără a se ajunge la absorbirea unui curent mare. Potențiometrul P1 servește la reglarea tensiunii; cu semireglabilul P2 se poate ajusta exact limita superioară (15,0 V). Tranzistorul T3 împreună cu rezistența R6 au sarcina de a limita curentul de ieșire la valoarea maximă (Imax). Valoarea rezistenței R6 se calculează cu formula R6 = 0,7 V / Imax; la Imax = 5 A, se obține pentru R6 valoarea de 0,14 Ω.



Utilizarea unui potențiometru bobinat în locul lui R6 permite o reglare continuă a limitei de curent. Pierderile de putere în tranzistoarele T1 și T2 sunt foarte mari la o tensiune de ieșire mică și la un curent egal cu Imax; de aceea, radiatoarele trebuie dimensionate corespunzător. În domeniul tensiunilor mici, pierderile de putere în tranzistoare pot fi reduse mult prin conectarea lămpii L (comutatorul S1 deschis).

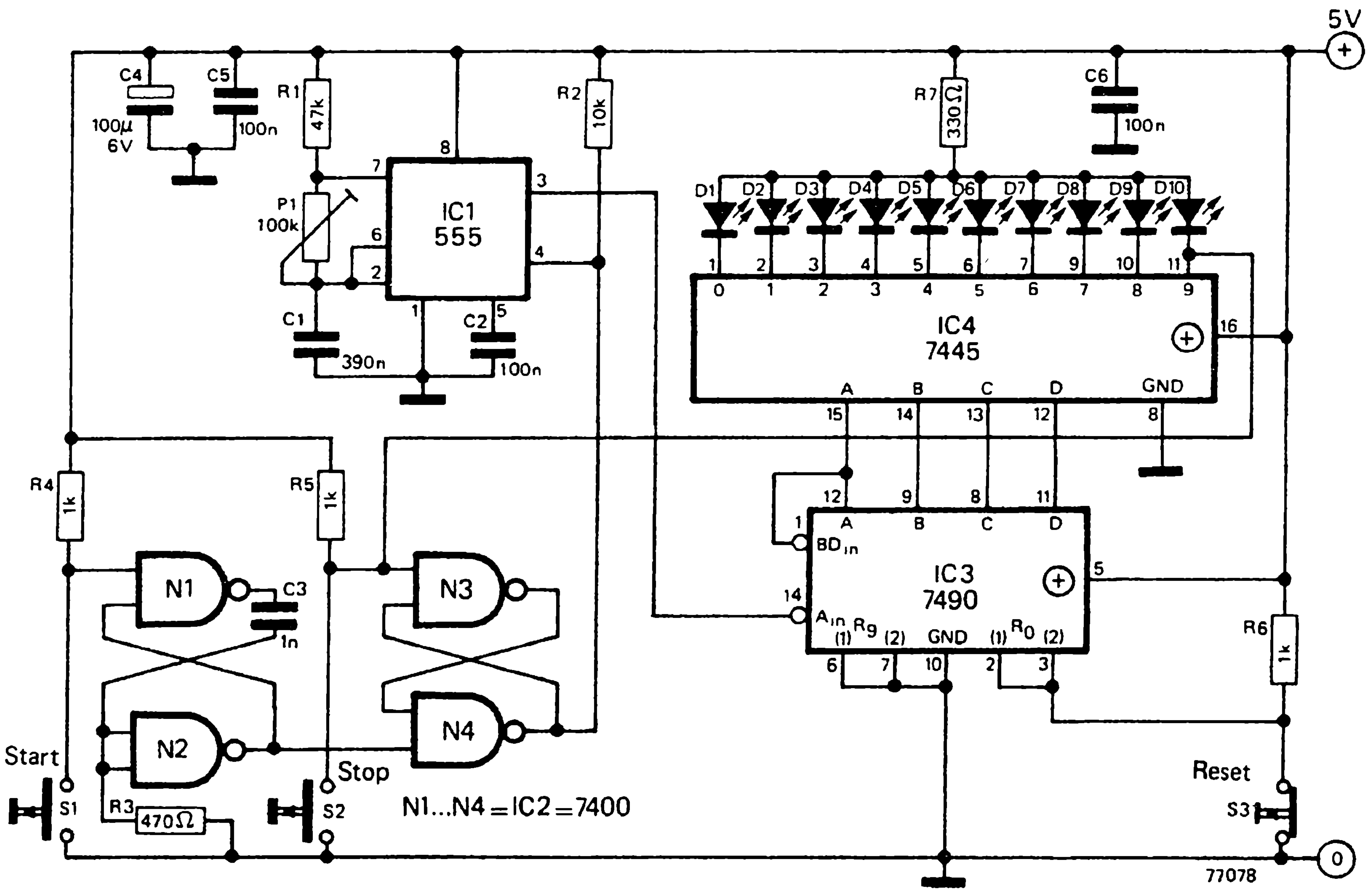
039 *Tester de reacție*

Testarea vitezei de reacție a omului este nu numai un mod distractiv de petrecere a timpului, ci permite și tragerea unor concluzii, de exemplu asupra aptitudinilor momentane ale unui conducător auto.

Atunci când se închide contactul butonului de pornire, multivibratorul astabil construit cu IC1 produce impulsuri care sunt aplicate la numărătorul IC3. LED-urile D1 ... D10 se aprind succesiv într-o înlănțuire rapidă. Imediat ce persoana testată acționează butonul stop S2, multivibratorul astabil este blocat; ultimul LED comandat cu decodorul IC4 luminează în continuare. Dacă frecvența multivibratorului astabil se reglează cu P1 astfel încât numărătorul, de exemplu, primește un impuls la fiecare 10 secunde, atunci timpul de reacție poate fi citit ușor.

Testul poate fi repetat după acționarea butonului de resetare (S3).

La dimensionarea dată, testerul absoarbe un curent de circa 120 mA; tensiunea de alimentare (5 V) trebuie să fie stabilizată. Frecvența multivibratorului astabil poate fi reglată cu P1 între 10 Hz și 80 Hz.



040 *Tensiune negativă din tensiune pozitivă*

Adeseori sunt necesare mai multe tensiuni de alimentare pentru un singur montaj, în timp ce la dispoziție avem doar o singură sursă de tensiune. Acest alimentator produce o tensiune negativă dintr-una pozitivă, astfel încât, în situația unei solicitări de sarcină moderate a montajului, poate rezulta un al doilea alimentator.

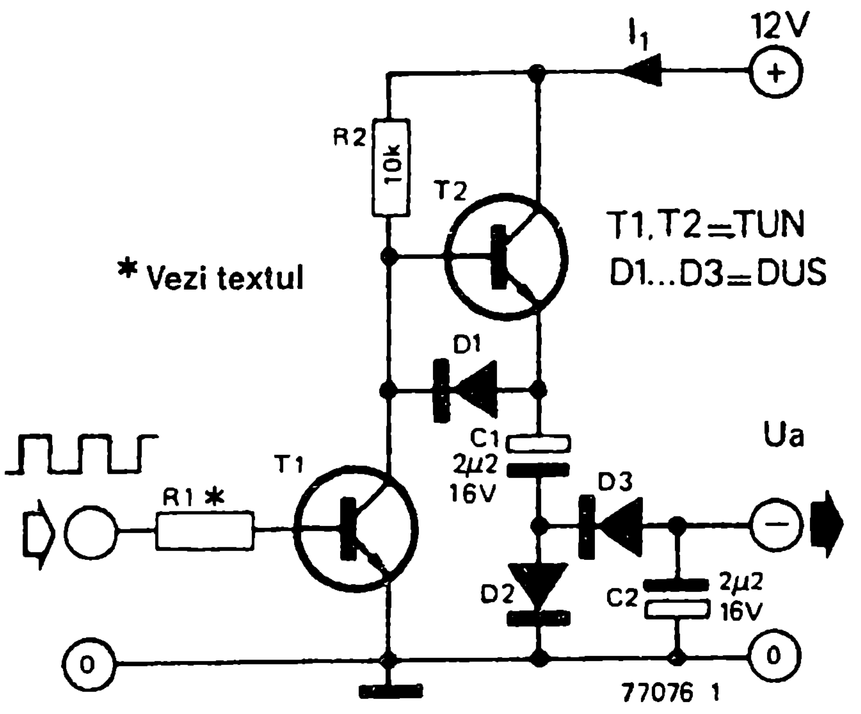
Curentul de comandă de 1 mA care circulă prin rezistența R1 este preluat de un oscilator de semnale dreptunghiulare (frecvența de circa 10 kHz, raportul impuls/perioadă = 50%).

Dacă la intrare există un „0" logic, atunci T1 se blochează; întregul curent trece prin rezistența R2 în baza lui T2, condensatorul C1 este încărcat prin curentul de emitor al lui T2, deoarece dioda D2 este conectată în sensul de conducție pentru curentul de încărcare. Tensiunea pe C1 crește până la o valoare care se găsește cu puțin sub tensiunea de alimentare.

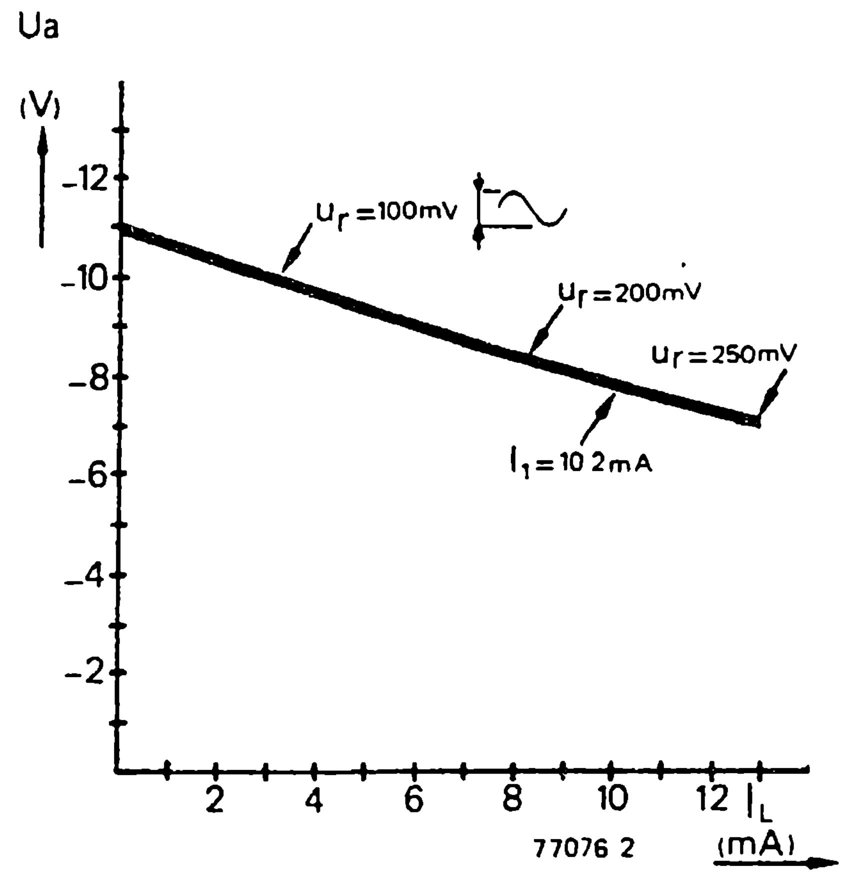
Dacă semnalul de intrare este „1" logic, atunci T1 conduce, conexiunea plus a lui C1 se găsește acum la masă prin D1 și T1. Conexiunea minus a acestui condensator este acum negativă față de masă și poate avea loc un transport de sarcină de la C1 la C2 prin dioda D3 care, în acest caz, conduce. La ieșire se găsește, prin urmare, o tensiune negativă. După câteva oscilații dreptunghiulare ale oscilatorului de comandă, tensiunea pe C2 crește la circa −11 V.

Graficul arată dependența tensiunii de ieșire Ua față de curentul de sarcină I_L; pentru trei cazuri diferite este indicată și valoarea tensiunii alternative aplicate, suprapuse (Ur).

1



2

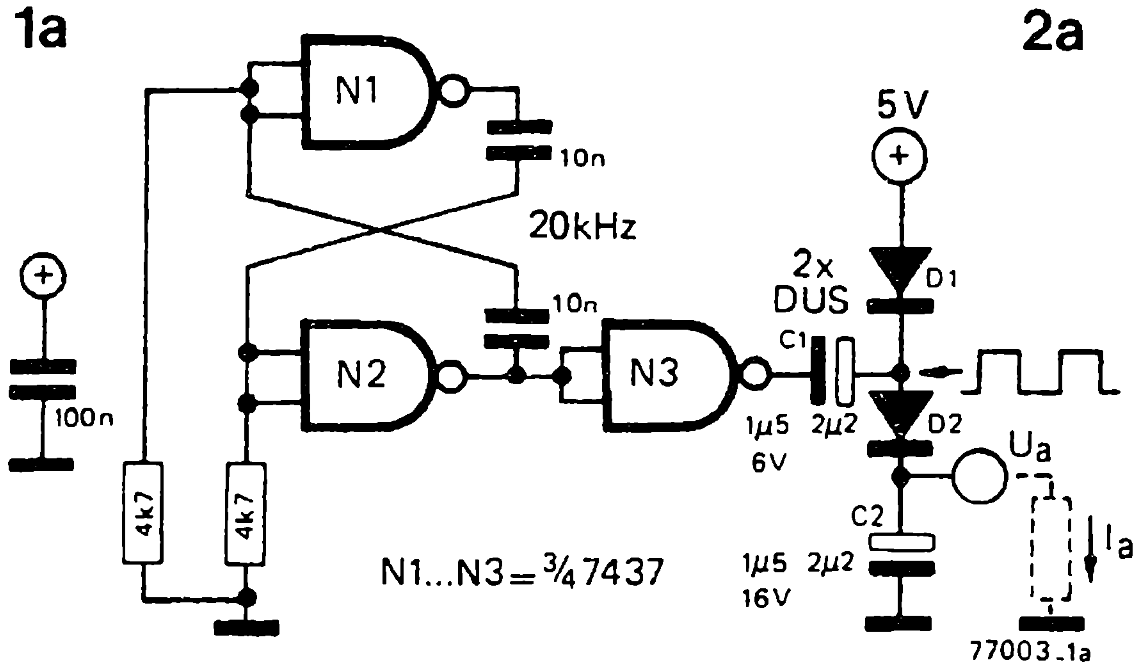


041 *Convertor tensiune TTL*

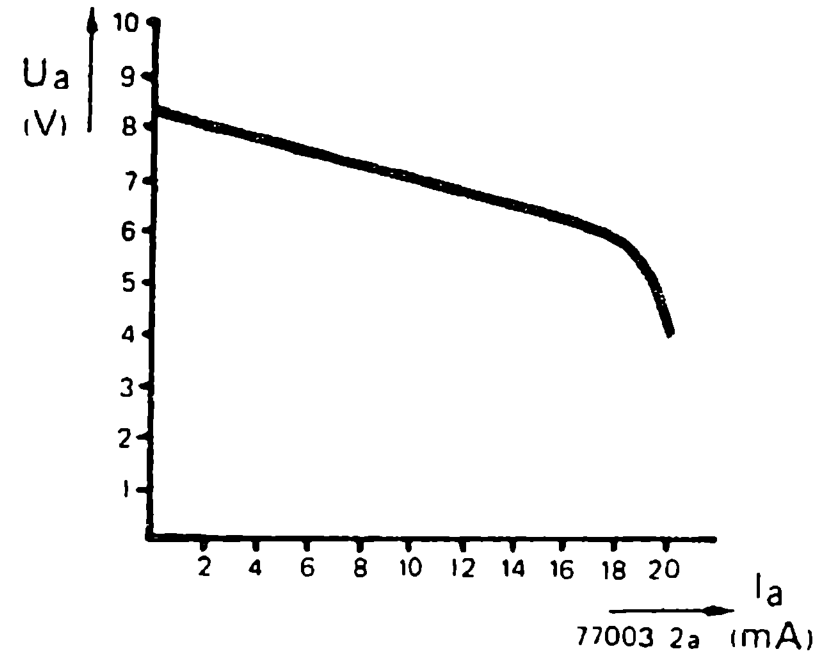
Montajele echipate cu circuite integrate TTL și MOS împreună, necesită adeseori, în afară de tensiunea de alimentare TTL de +5 V, o a doua tensiune de funcționare, mai ridicată. Pentru a produce această tensiune poate fi utilizat unul din montajele convertoare prezentate aici.

Tensiunea de ieșire la mersul în gol este de 8,5 V la ambele montaje. Dacă valoarea curentului este mai mică de 2 mA, atunci montajul din fig. 1 este suficient. La sarcina nominală, tensiunea (continuă) de ieșire este suprapusă peste o tensiune alternativă de circa 100 mVvv.

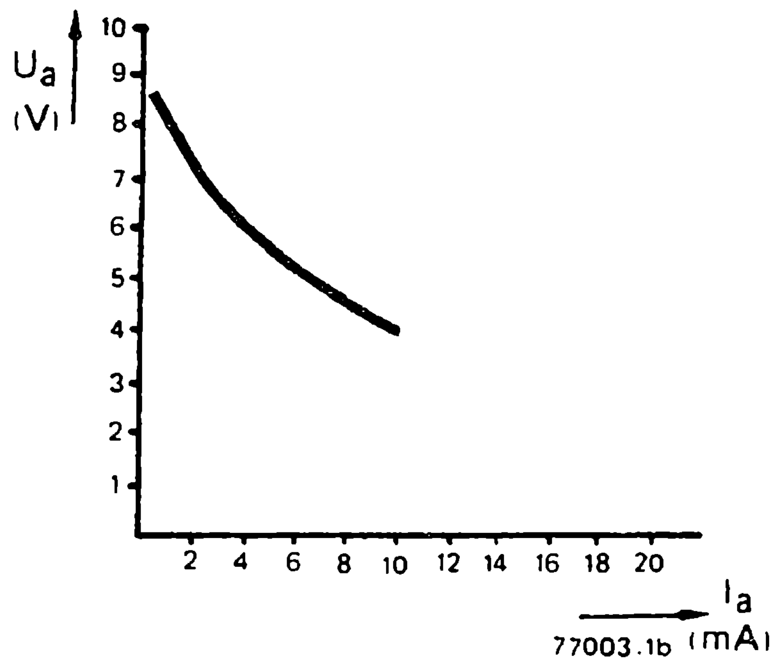
1a



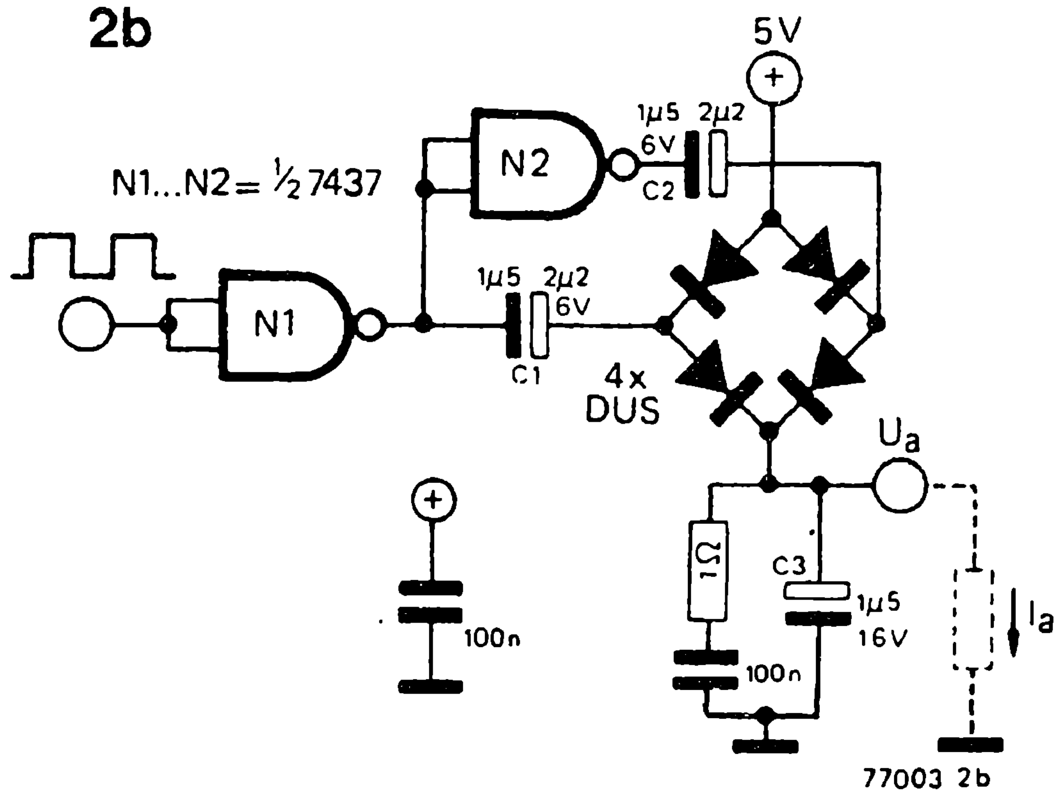
2a



1b



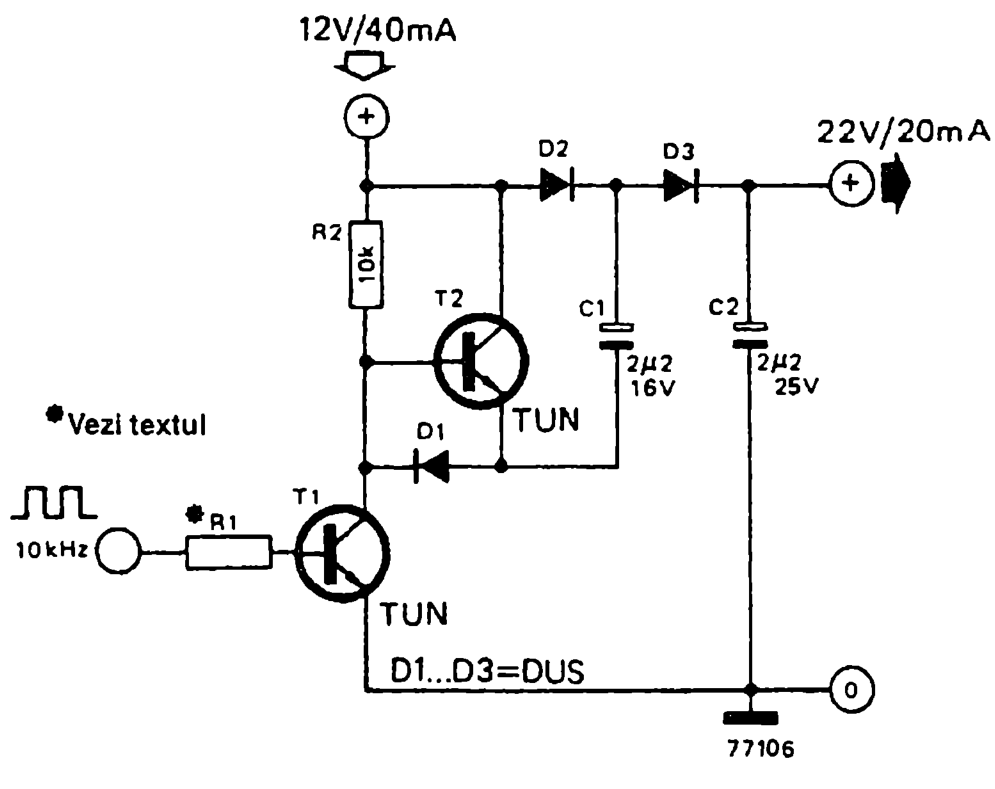
2b



Montajul prezentat în fig. 2 furnizează curenți mult mai mari; el lucrează cu redresarea ambelor alternanțe. La un curent de sarcină de circa 10 mA, tensiunea de ieșire măsoară circa 7,5 V; tensiunea alternativă suprapusă măsoară aici doar 15 mVvv. Cel de al doilea montaj necesită și el o tensiune de comandă simetrică dreptunghiulară care, de exemplu (ca în fig. 1), poate fi furnizată de un simplu multivibrator. Pentru aceasta, ieșirea porții N2 (fig. 1a) trebuie legată cu intrarea lui N1 (fig. 2b).

042 *Dublor de tensiune de c.c.*

Cu acest montaj simplu poate fi realizată o tensiune continuă care este aproximativ dublul tensiunii de alimentare. La intrare este aplicat un semnal dreptunghiular a cărui amplitudine este suficientă pentru a trece, în mod sigur, tranzistorul T1 în stare de conducție. Atunci când tranzistorul T1 conduce, condensatorul C1 se încarcă aproximativ la potențialul tensiunii de alimentare. Dacă T1 trece în stare de blocare, atunci T2 conduce; condensatorul C2, deja încărcat la tensiunea de alimentare, este acum încărcat în continuare prin circuitul serie, de condensatorul C1 și de tensiunea de alimen-



tare. După câteva perioade ale semnalului dreptunghiular, pe C2 apare o tensiune care este aproape dublul tensiunii de alimentare.

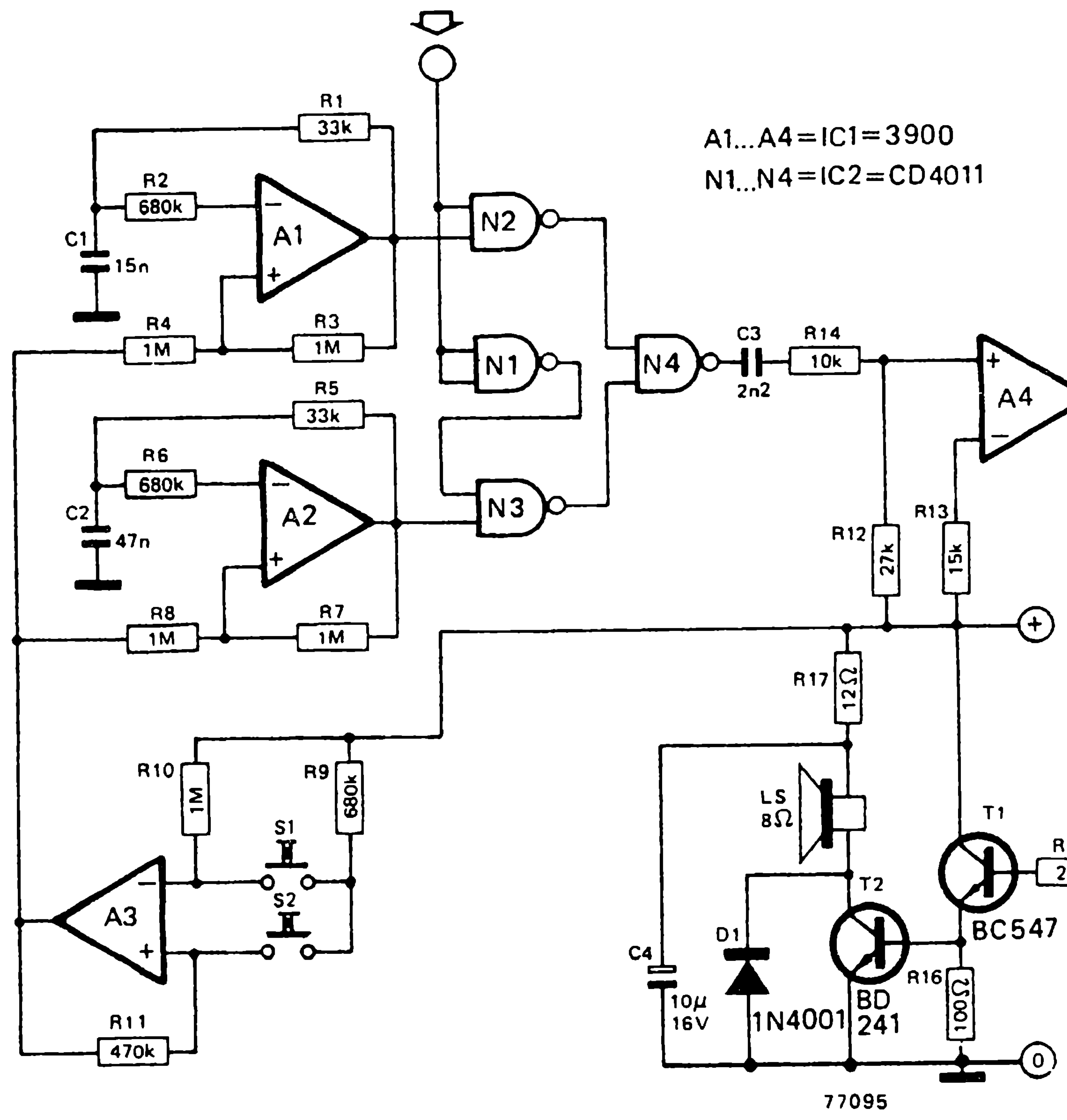
Valoarea lui R1 (circa 1 k) depinde de amplitudinea semnalului de la intrare.

(*RCA*)

043 *Tester logic acustic*

Continua mutare a privirii încoace și încolo între punctul de măsurare și aparatul de testare la verificarea stărilor logice este resimțită adeseori ca fiind obositoare. Testerul logic acustic descris aici ușurează această muncă. Așa cum se poate vedea din schema montajului, pentru construcția aparatului sunt necesare doar câteva componente. Testerul acustic produce un sunet jos la „0" logic și un sunet înalt la „1" logic; frecvența sunetului depinde de condensatoarele C1, respectiv C2.

Semnalul de intrare este condus direct la poarta N2 și inversat la poarta N3. Dacă la intrare există un „1" logic, poarta N2 permite trecerea semnalului oscilant de la amplificatorul operațional A1; în cazul unui „0" logic la intrare, poarta N3 permite trecerea semnalului oscilant de la amplificatorul operațional A2. Cu butoanele S1 și S2, oscilațiile pot fi pornite, respectiv oprite. Amplificatorul operațional A4 formează din semnalul dreptunghiular al porții N4 impulsuri înguste care comandă tranzistoarele T1 și T2. Se obține în acest mod un sunet foarte puternic în difuzor, în timp ce curentul absorbit de montaj rămâne mic. Intensitatea sunetului poate fi reglată la valoarea dorită prin modificarea lui C3 sau R17. Dacă montajul este necesar doar la verificarea circuitelor



de comutare TTL, atunci pentru IC2 se poate utiliza și tipul 7400. În acest caz, tensiunea de alimentare măsoară 5 V. Cu circuitele integrate date, montajul lucrează într-un domeniu de 5 până la 10 V, iar curentul absorbit măsoară între 4 și 10 mA.

(H. Käser)

044 *Încărcător acumulator NiCd*

Încărcarea acumulatoarelor NiCd, atât de apreciate, este, prin utilizarea unui aparat de încărcare potrivit, tot atât de lipsită de probleme ca și funcționarea lor.

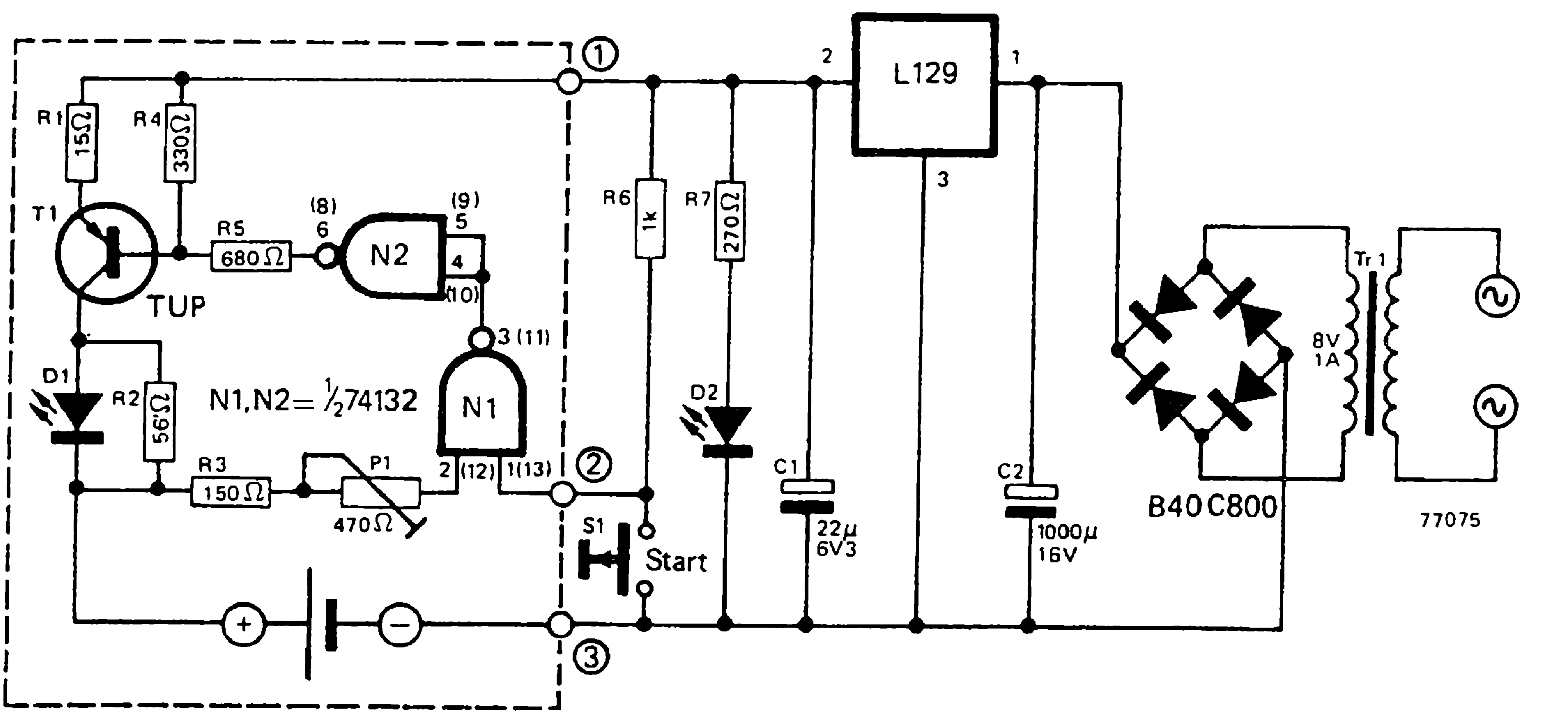
Încărcarea obișnuită cu un curent constant scurtează simțitor durata de viață a celulelor. Doar combinația între limitarea de curent și deconectarea curentului de încărcare la atingerea tensiunii finale asigură o durată de viață îndelungată.

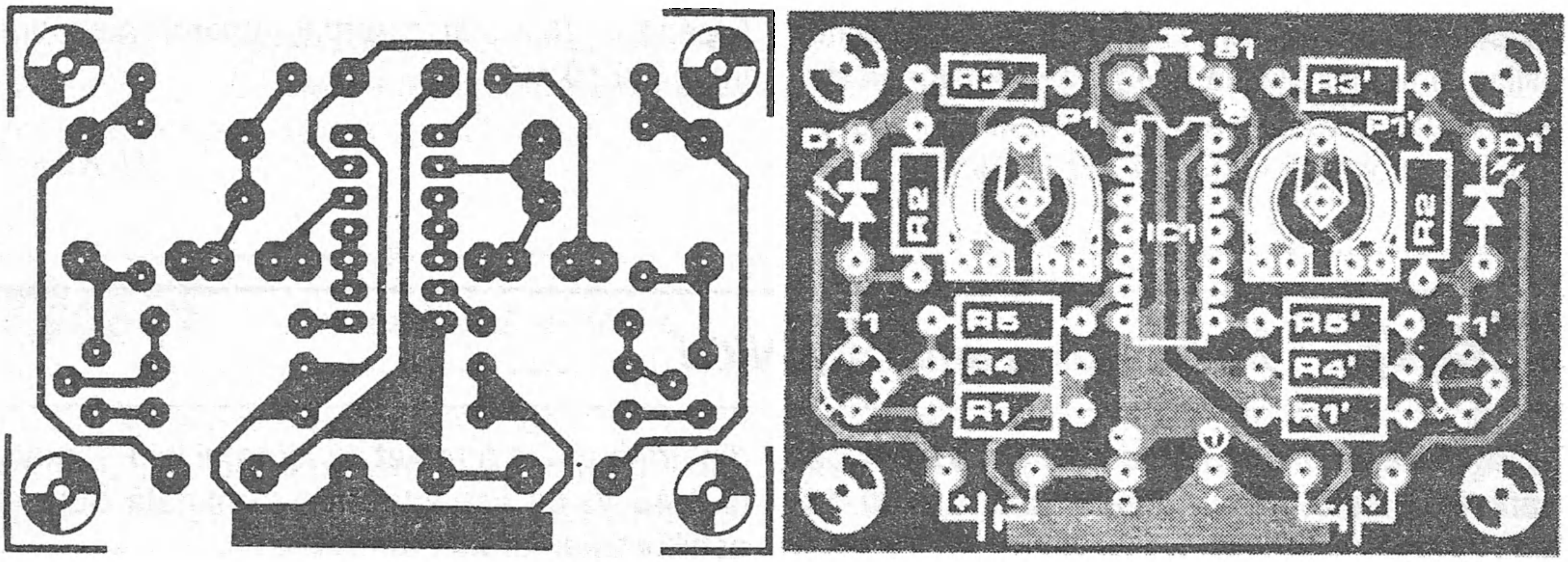
Montajul descris îndeplinește aceste cerințe și este adecvat pentru celulele de 1,2 V / 450 mAh (mignon). Fiecărui acumulator îi este atribuit câte un montaj, adică pentru patru celule sunt necesare patru montaje. Cheltuielile sunt mai reduse decât par la prima vedere, deoarece partea de alimentare și alte părți constructive sunt necesare doar o singură dată.

Triggerul Schmitt TTL tip 74132 are două praguri de comutare compensate cu temperatura. Valoarea de prag superioară este de 1,7 V, iar cea inferioară de 0,9 V. Deoarece tensiunea de încărcare maximă măsoară doar 1,45 V, iar pragul trigger superior circa 1,7 V, acesta din urmă poate fi reglat cu ajutorul lui P1 exact la 1,45 V; cu aceasta este terminată deja și echilibrarea.

Semnalul de ieșire TTL comandă, prin divizorul de tensiune R4/R5, sursa de curent constant construită cu T1, care furnizează un curent de circa 48 mA. Dacă dioda D1 luminează, acumulatorul este încărcat. Dacă tensiunea maximă de încărcare de 1,45 V este atinsă, atunci triggerul Schmitt basculează, D1 se stinge, încărcarea este încheiată. Acumulatorul mai este încărcat doar de curentul de intrare (circa 0,5 mA) al circuitului integrat 74132, ceea ce corespunde unei încărcări de întreținere și compensează autodescărcarea acumulatorului. Deoarece pragul trigger inferior este de circa 0,9 V, montajul trebuie pornit cu S1 înainte de fiecare proces de încărcare. În încheiere, încă o modificare pentru celulele miniatură de 1,2 V / 1500 mAh, care sunt încărcate cu 150 mA. Se schimbă următoarele componente: R1 = 5Ω6, R2 = 12 Ω, T1 = 2N2904 sau un alt tranzistor asemănător.

(H. Knote)





045 *Aparat digital pentru măsurarea capacităților*

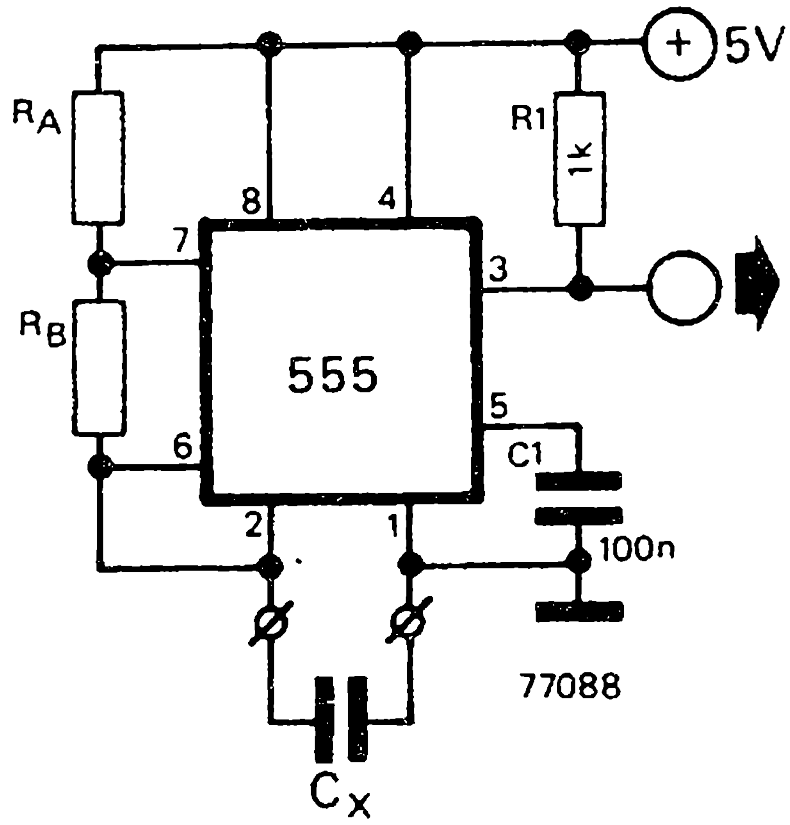
Un numărător digital poate fi transformat simplu într-un aparat digital de măsurat capacități. Circuitul integrat 555 este conectat aici ca multivibrator astabil. Perioada tensiunilor dreptunghiulare produse măsoară:

$$T = 0{,}7C_x(R_A + R_B);$$

ea este direct proporțională cu capacitatea condensatorului C_x. Valorile lui R_A și R_B se aleg cel mai bine astfel încât să rezulte o corespondență simplă între perioadă și capacitatea C_x. În tabel sunt date câteva valori pentru R_A și R_B (rezistențe cu peliculă metalică cu toleranță de 1%!). Pentru măsurarea condensatoarelor electrolitice, valorile rezistențelor trebuie scăzute la 1/1000, deoarece în caz contrar curentul de fugă devine important și falsifică rezultatele măsurătorilor.

Perioada și capacitatea se stabilesc fără condensatorul C_x. La montajul prototip suma acestor capacități a măsurat 36 p, ceea ce corespunde unei perioade de 36 μs. Această capacitate trebuie scăzută din valoarea indicată: 1036 p sunt în realitate 1000 p.

La o tensiune de alimentare de 5 V, semnalul la ieșire este compatibil TTL. Tensiunea de alimentare poate fi chiar mai mare (maximum 15 V), atâta timp cât tensiunea nominală



a condensatorului de măsurat prezintă cel puțin 2/3 din tensiunea de alimentare.

R_A	R_B	C_x	T
1k	220 Ω	1 μF	1 ms
1 M	220 k	1 μF	1 s
1 M	220 k	1 nF	1 ms
1 M	220 k	1 pF	1 μs

(J. Borgman)

046 *Ohmmetru liniar*

Cu circuitul integrat CA 3140 se poate realiza, într-un mod simplu, un ohmmetru liniar. Montajul lucrează astfel:

Tensiunea existentă la intrarea neinversoare măsoară 3,9 V. Dacă în locul lui Rx se pune o punte de sârmă la clemele de măsurare, atunci și la ieșirea lui 3140 se găsește o tensiune de 3,9 V. Circuitul integrat se comportă astfel încât tensiunea la intrarea inversoare este egală cu tensiunea la intrarea neinversoare. Pentru ca acestea să corespundă exact, tensiunea offset trebuie echilibrată cu P1. Pentru aceasta, P2 trebuie reglat pe valoarea minimă, iar la Rx = 0 Ω să se regleze indicatorul instrumentului pe nul cu P1. La o echilibrare corectă a lui P1, indicatorul rămâne pe nul și atunci când instrumentul de măsură este inversat (de probă) ca polaritate.

Intrarea inversoare a circuitului integrat are o rezistență ohmică extrem de mare, astfel încât prin Rx și R2 circulă practic același curent. Când valorile lui Rx și R2 coincid, atunci și căderile de tensiune pe Rx și R2 sunt egale (3,9 V). Tensiunea la ieșirea circuitului integrat măsoară atunci 7,8 V, astfel încât pe instrumentul de măsură se găsesc inclusiv cei 7,8 V de pe rezistențele serie, mai puțin tensiunea Zener. Cu P2 poate fi reglată indicația la cap de scală.

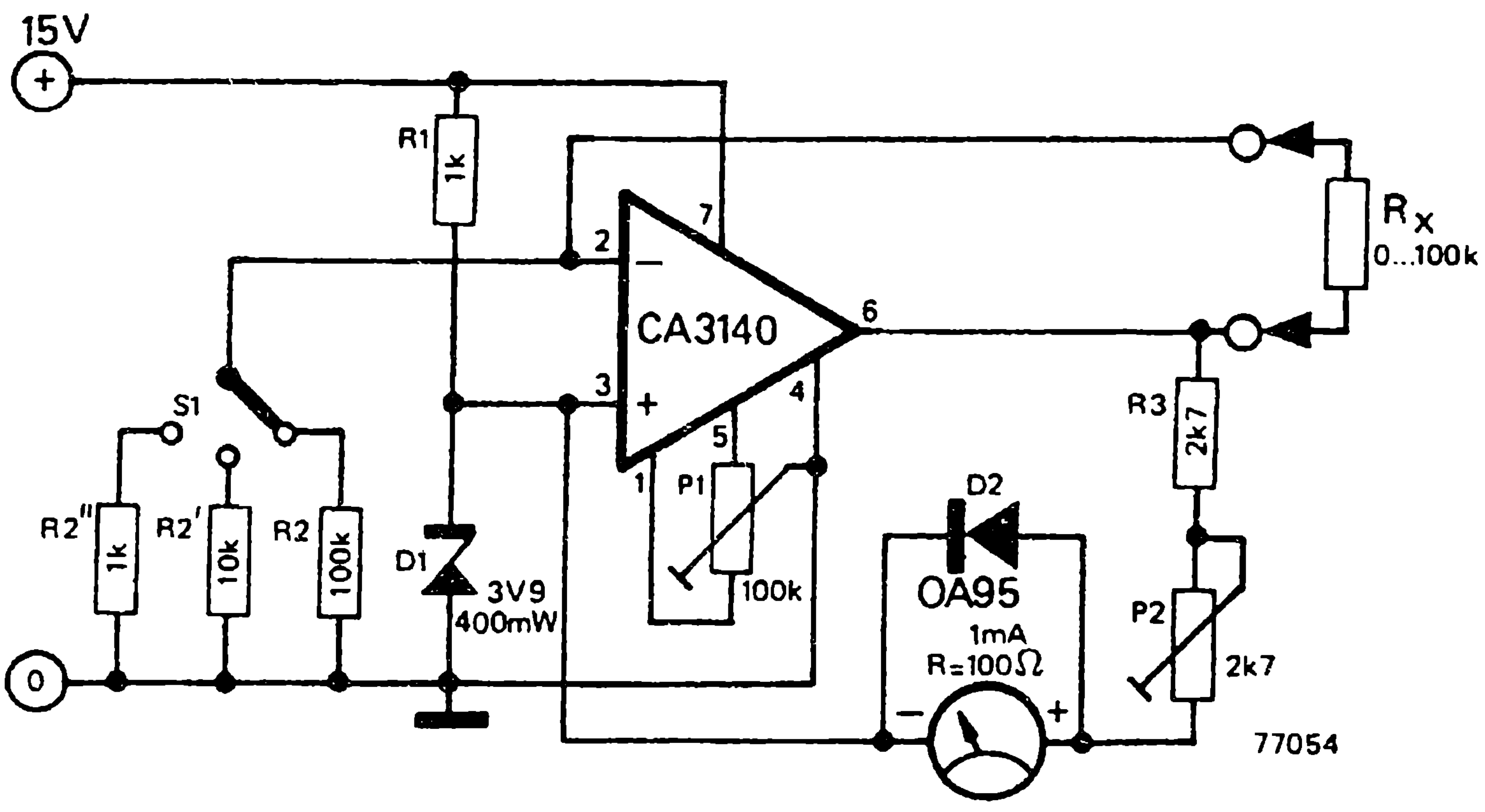
Ca urmare a faptului că tensiunea măsoară 3,9 V și la intrarea neinversoare și deoarece curentul prin R2 este constant, curentul prin Rx rămâne de asemenea constant. Căderea de tensiune pe Rx este de aceea proporțională cu valoarea lui Rx. Pe instrumentul de măsură, inclusiv rezistențele din amonte, se găsește aceeași tensiune ca pe Rx, deoarece ambele ramuri sunt conectate între 3,9 V și tensiunea de ieșire a circuitului integrat. Curentul care circulă prin instrumentul de măsură este din acest motiv proporțional cu rezistența Rx, astfel încât valoarea lui Rx poate fi citită direct (scală liniară!).

Cu ajutorul comutatorului S1 pot fi comutate valori diferite pentru R2 și, cu aceasta, domenii diferite de măsură. Practic, se aleg cu S1 valori pentru rezistența R2 constant mai mari decât Rx; în acest caz, indicația maximă a instrumentului (domeniul de măsurare) corespunde valorii alese pentru R2. Aceasta face posibilă o etalonare comodă a ohmmetrului, iar mai târziu, o citire ușoară a valorilor căutate.

Mulțumită rezistenței mari la intrare a circuitului integrat 3140 (1,5 TΩ = 1.500.000 MΩ), pot fi măsurate și rezistențele foarte mari. Domeniile rezistențelor R2 pot fi alese între 100 Ω și 10 MΩ. În domeniul 100 Ω, curentul absorbit de montaj măsoară circa 50 mA, iar în toate celelalte domenii mai puțin de 20 mA.

În locul unui instrument de 1 mA montat fix, poate fi utilizat și un multimetru cu 20 kΩ/V în domeniul de 1 mA. Dacă este disponibil doar un domeniu de 0,5 mA, R3 trebuie schimbat la 4k7, iar P2 la 5 k (4k7).

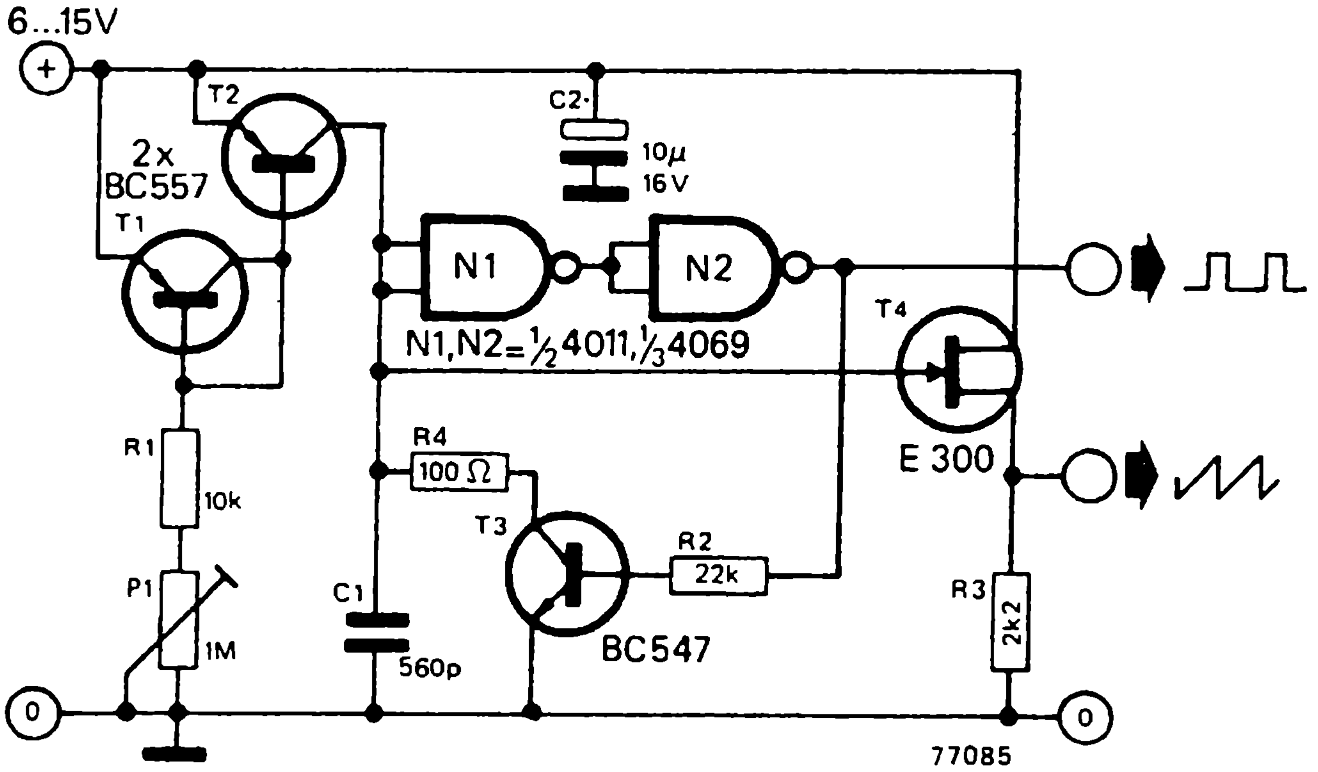
Precizia ohmmetrului depinde de precizia instrumentului de 1 mA utilizat și de toleranța rezistențelor utilizate pentru R2 și (la etalonare) pentru Rx.



047 Oscilator în dinte de ferăstrău

Acest oscilator în dinte de ferăstrău care lucrează ca oglindă de curent se caracterizează printr-un domeniu de frecvență demn de luat în considerare. El se pretează de exemplu pentru producerea muzicii electronice; chiar și utilizarea lui la construcția unui montaj de eșantionare și memorare (Sample Hold) este posibilă. Montajul constă dintr-o sursă de curent T1/T2 ce poate fi comandată cu P1, dintr-un formator de impulsuri N1/N2 și din comutatorul T3.

După conectarea tensiunii de alimentare, condensatorul C1 este încărcat nemijlocit de



sursa de curent reglabilă T1/T2. Dacă tensiunea condensatorului atinge pragul de reacție al lui N1, atunci tranzistorul T3 trece în stare de conducție și descarcă pe C1. Acest proces se repetă continuu, astfel încât pe C1 ia naștere o tensiune în dinte de ferăstrău. Repetorul pe sursă T4 are rolul de a asigura o impedanță de ieșire redusă; tensiunea la ieșire măsoară circa 1,3 Vvv.

La dimensionarea dată, frecvența poate fi reglată cu P1 între 6 kHz și 500 kHz. Chiar dacă oscilatorul produce frecvențe mai înalte, forma impulsurilor în dinte de ferăstrău este în acest caz tot mai proastă. Domeniul de frecvență acoperit din nou cu P1 este cuprins între 0,6 kHz și 500 kHz, când C1 = 5n6, iar R1 = 1 k.

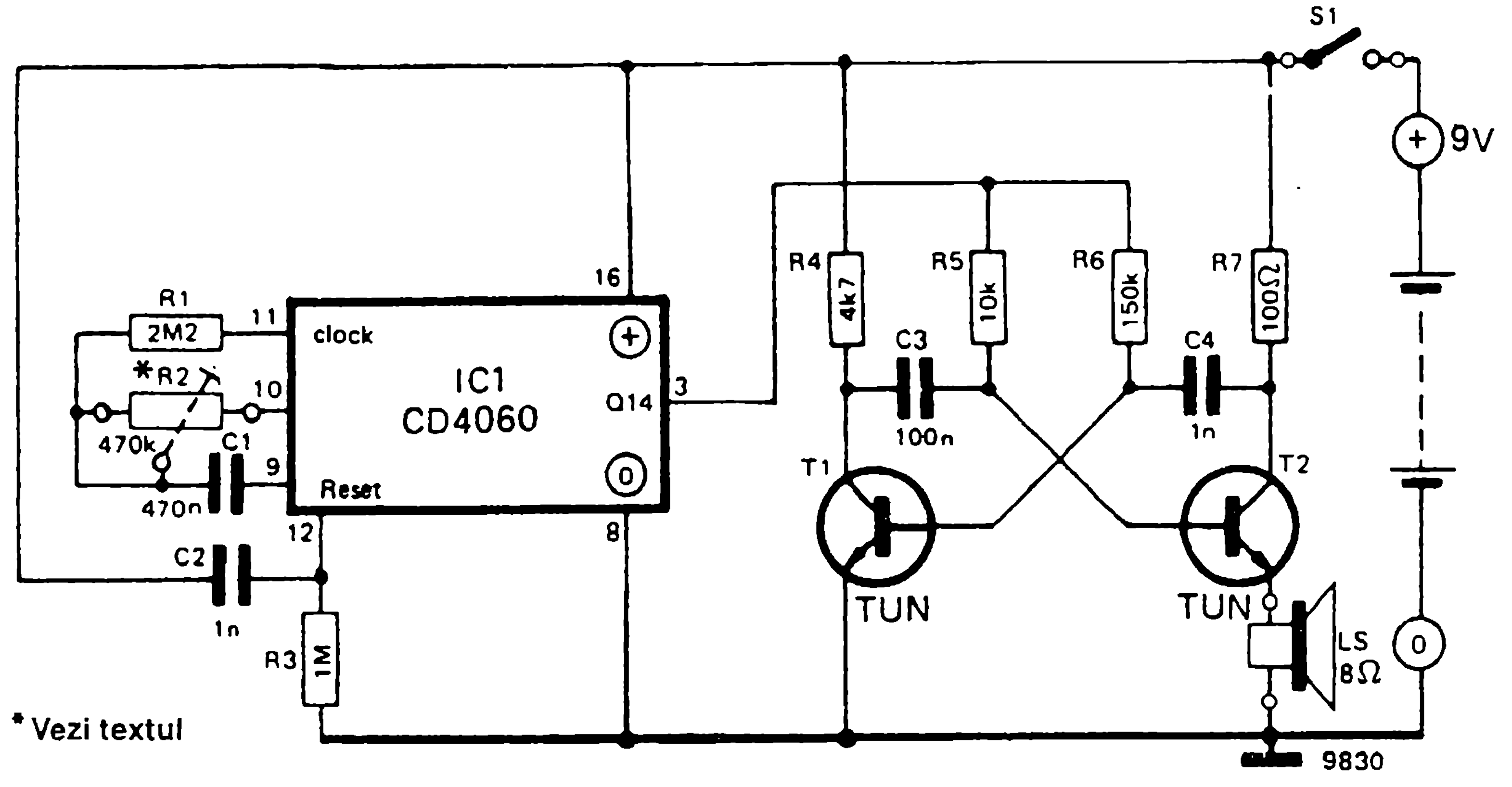
În locul porților NAND N1 și N2 pot fi utilizate și inversoare.

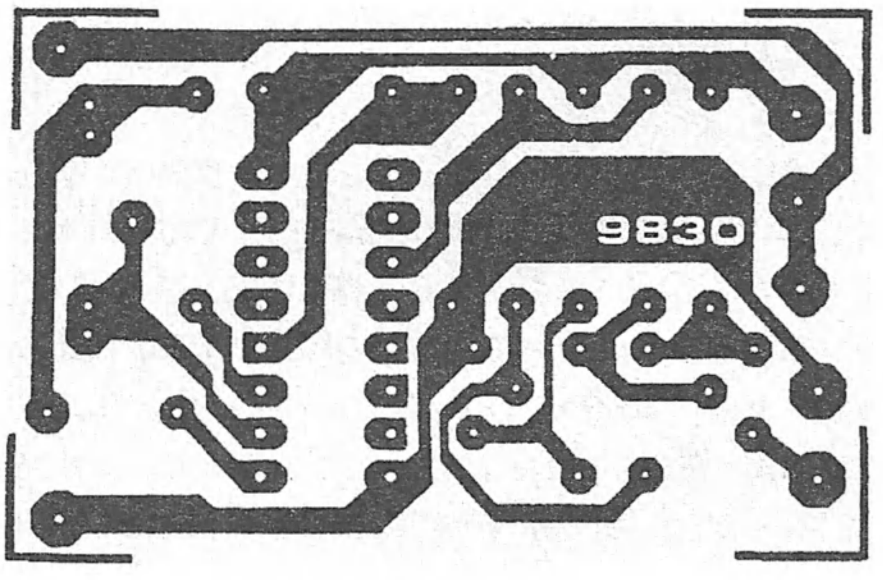
048 Noduri electronice

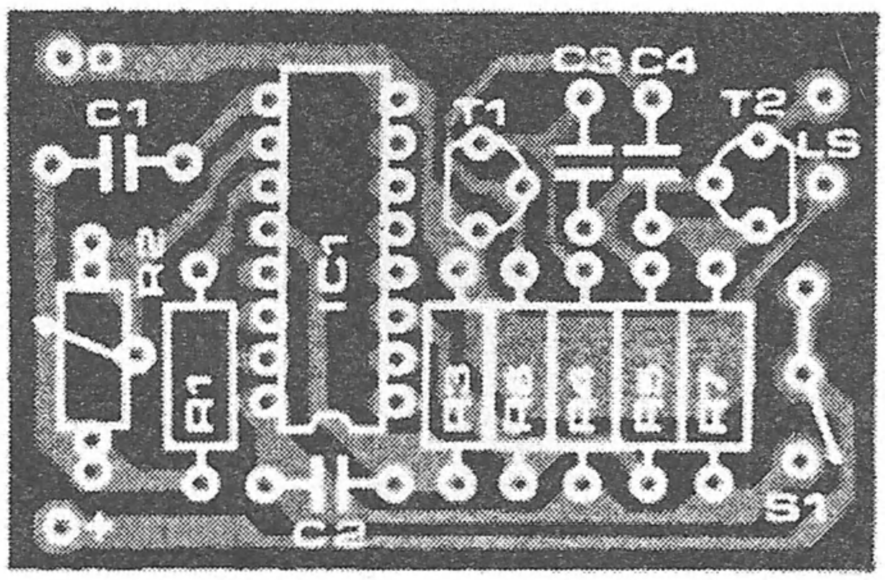
Montajul nu servește la desfacerea unui nod gordian, ci înlocuiește nodurile la batistă. Nodul la batistă pentru aducere-aminte este un mijloc ajutător simplu, dar totuși de neînlocuit pentru unii dintre contemporanii noștri. Deoarece tendința, din motive igienice, este de a utiliza tot mai mult șervețele din hârtie în locul batistei, nodul de aducere-aminte nu mai este atât de ușor de legat.

Montajul realizat cu circuitul integrat MOS tip CD 4060 (conține un oscilator de tact și un numărător) face din nodul la batistă un nod electronic la modă.

„Înnodarea” colțului batistei este înlocuită de un comutator (S1) care pune montajul în funcțiune. La conectare, circuitul integrat primește un impuls reset prin C2/R3; concomitent începe să funcționeze oscilatorul de tact intern







Lista de componente

Rezistențe
R1 = 2M2
R2 = 470 k
R3 = 1 M
R4 = 4k7
R5 = 10 k
R6 = 150 k
R7 = 100 Ω

Condensatoare
C1 = 470 n
C2, C4 = 1 n
C3 = 100 n

Semiconductoare
T1, T2 = TUN
IC1 = CD 4060

Diverse
S1 = comutator normal închis
LS = difuzor 8 Ω
Baterie 9 V

ale cărui impulsuri sunt numărate de partea de numărare a circuitului integrat. După 2^{13} (8192) impulsuri, ieșirea Q14 a numărătorului trece în starea logică „1" și conectează oscilatorul de sunet realizat cu tranzistoarele T1 și T2. „Nodul" se face audibil acum, printr-un sunet pătrunzător de alarmă de circa 3 kHz, la o capsulă miniatură de 8 Ω (la utilizarea unui difuzor mic, de 0,2 W, R7 trebuie mărită la 220 Ω).

Cu valorile date pentru componentele externe R1/C1 ale oscilatorului de tact, aceasta se întâmplă după circa o oră de la conectare. Dacă în locul rezistenței R2 se utilizează un potențiometru de 1 MΩ, atunci „scadența" nodului poate fi reglată între circa 5 min și 2 h 15 min. „Intervalele cele mai importante de amintit" pot fi programate anticipat cu ajutorul unui buton de acord cu ac indicator și un cadran.

Deconectarea montajului „desface nodul"; după o nouă apăsare pe buton, montajul este gata imediat de lucru, un nou nod este „înnodat". Alimentarea este preluată de o baterie obișnuită de 9 V care are asigurată o durată de viață îndelungată: în timpul procesului de numărare curentul absorbit este de numai circa 0,2 mA, iar sunetul de alarmă necesită circa 35 mA (pentru scurt timp).

049 *Releu de timp cu programare de lungă durată*

Cele mai multe relee de timp (montaje monostabile) necesită pentru timpii de comutare, care sunt de ordinul minutelor, componente care determină timpul cu valori foarte mari. Printr-un mic artificiu pot fi obținuți timpi de comutare care sunt de o sută de ori mai mari decât timpii obținuți în mod normal. Montajul lucrează astfel:

Fără amplificatorul operațional IC1, C1 este încărcat prin R2 (R5 poate fi neglijat). Curentul de încărcare rezultă din legea lui Ohm: din căderea de tensiune pe R2 împărțită la valoarea lui R2. Această cădere de tensiune este egală cu tensiunea de alimentare atunci când condensatorul este încărcat complet. Circuitul integrat IC1 lucrează ca repetor de tensiune, astfel încât la ieșirea lui se găsește aceeași tensiune ca pe condensatorul C1. Această tensiune se găsește și pe R2; curentul de încărcare al lui C1 este de aceea o sutime din curentul care circulă în mod normal, astfel încât durata de încărcare crește de o sută de ori.

Atunci când tensiunea pe condensator depășește o valoare anume (stabilită prin divizorul de tensiune R6/R7), IC2 își modifică starea de comutare. Rezistența R8 cauzează un mic histerezis; cu aceasta circuitul integrat 741 furnizează continuu un impuls.

Releul este pornit cu tasta S1, după descărcarea condensatorului C1. Potențiometrul R3 trebuie astfel reglat, încât montajul să treacă în starea stabilă după acționarea lui S1.

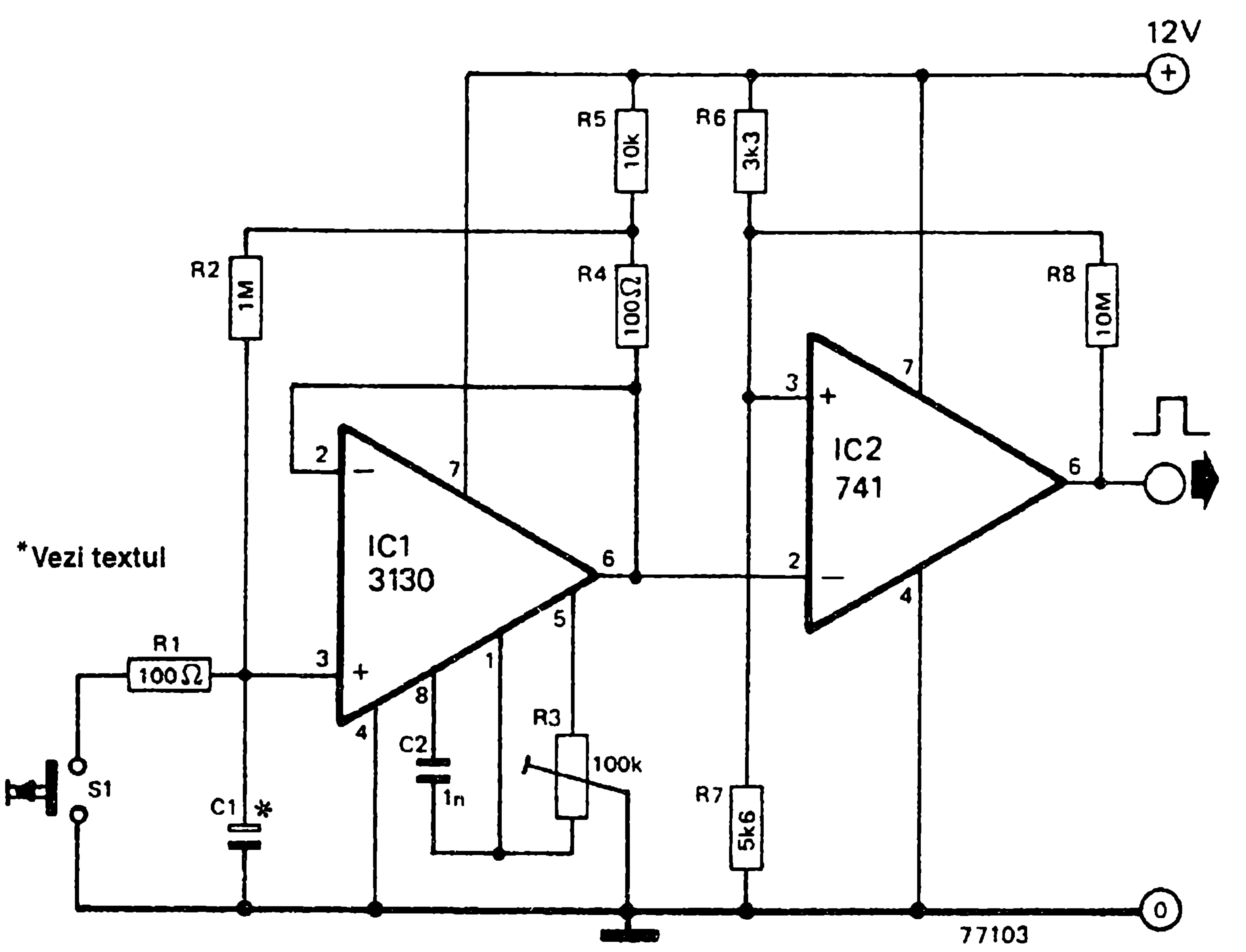
Durata de basculare este independentă de tensiunea de alimentare; montajul lucrează foarte precis la tensiuni cuprinse între 10 și 15 V. Tensiuni de alimentare mai mari pot duce la distrugerea lui IC1.

Durata de basculare poate fi calculată din formula:

$$T = R2 \cdot C1 \cdot \left(1 + \frac{R4}{R5} + \frac{R5}{R2}\right) \cdot \ln\left(1 + \frac{R7}{R6}\right)$$

Pentru dimensionarea dată în schema montajului sunt valabile următoarele caracteristici: T = 100 R2C1, cu C1 = 1μ rezultă - T = 100 s.

Timpul poate fi reglat continuu atunci când R2 se înlocuiește printr-un potențiometru. În acest caz, timpul este proporțional cu valoarea reglată a rezistenței. Poate fi de asemenea utilizat un potențiometru și în locul lui R6/R7; în această situație funcția de timp variază după o lege exponențială.



050 Comutator de semnal acustic

Când undeva ceva hârâie, zbârnâie sau fluieră, atunci atenția persoanelor ce se găsesc în preajmă se concentrează pe acel eveniment. Prin aceasta, semnalizatorul acustic și-a îndeplinit misiunea. Nu este nevoie de semnal doar pentru a face pe cineva atent la un pericol, ci acesta poate servi și pentru distracție. Acest articol descrie o sursă de semnal acustic și trei posibilități diferite de comutare.

Două porți NAND (N3/N4) sunt conectate ca multivibrator astabil și constituie de fapt sursa de sunet (fig. 1). Multivibratorul astabil generează un semnal dreptunghiular, care este amplificat de tranzistoarele T1 și T2 și poate fi auzit la difuzor. Pentru ca multivibratorul astabil să nu producă continuu un semnal dreptunghiular, ci doar în anumite condiții, s-a prevăzut intrarea Q. Multivibratorul astabil poate porni doar atunci când intrarea Q este în starea „1" logic. La un semnal „0" logic la intrare, multivibratorul astabil nu generează nici o succesiune de semnale dreptunghiulare, astfel încât difuzorul rămâne mut.

Drept comutator electronic care să conecteze multivibratorul astabil, se pretează diferite variante. În continuare sunt prezentate trei posibilități.

Fig. 2 prezintă un releu de timp. Cu valorile date, timpii pot fi reglați între 1 secundă și 1 minut. Dacă pentru P1 se alege o valoare de 1 M, atunci sunt deja posibili timpi de până la 10 min. Înainte de conectarea tensiunii de alimentare, condensatoarele C1 și C2 sunt descărcate. Dacă se conectează aparatul, multivibratorul bistabil N1/N2 primește un impuls de resetare. Ieșirea Q este „0", multivibratorul astabil este blocat. Condensatorul C1 se încarcă prin potențiometrul P1. Dacă tensiunea de basculare este atinsă, atunci ieșirea lui Q devine „1" logic, astfel încât multivibratorul astabil poate porni.

1

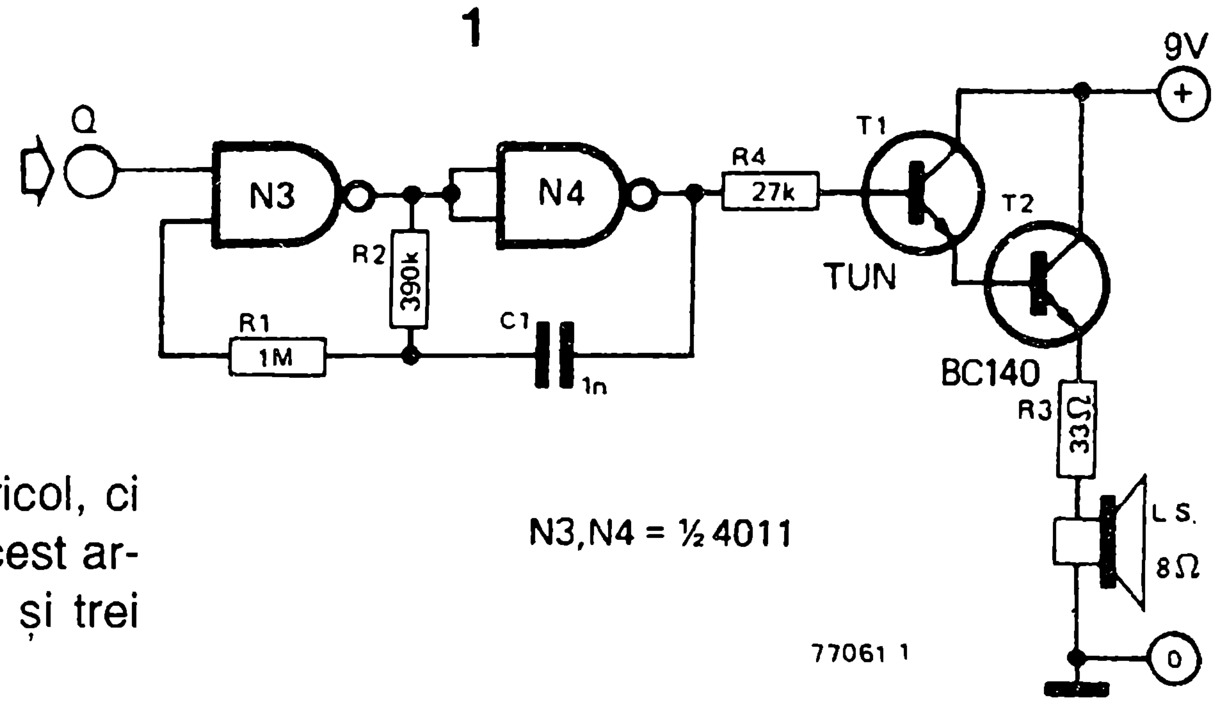
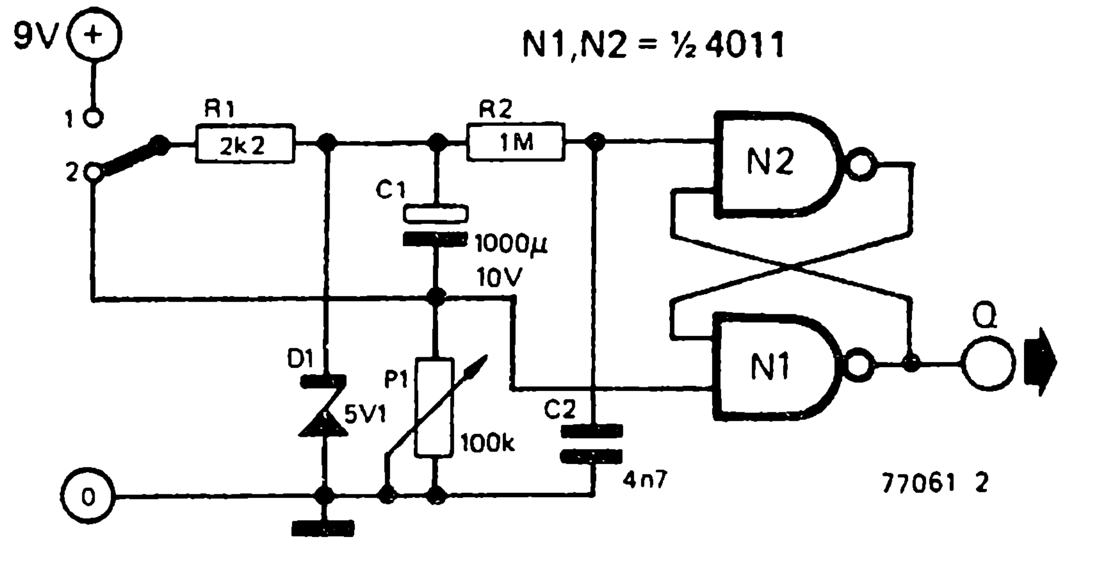
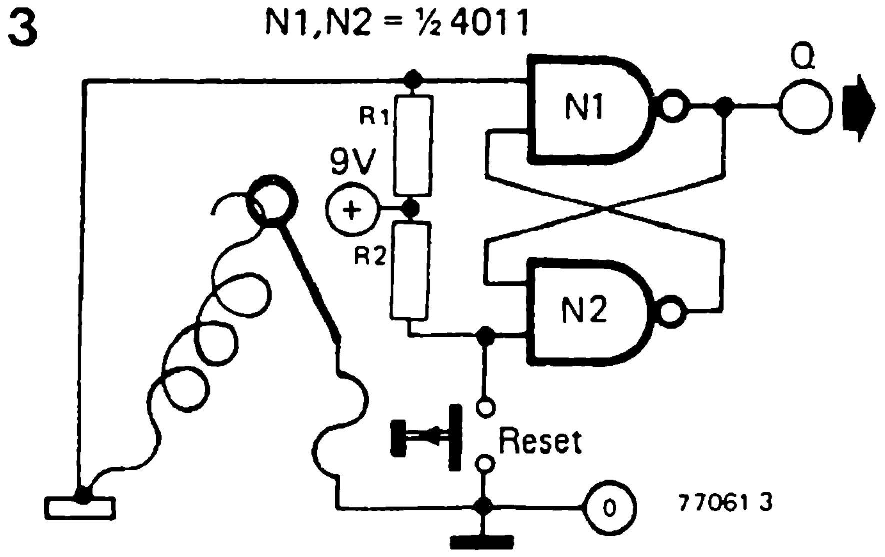
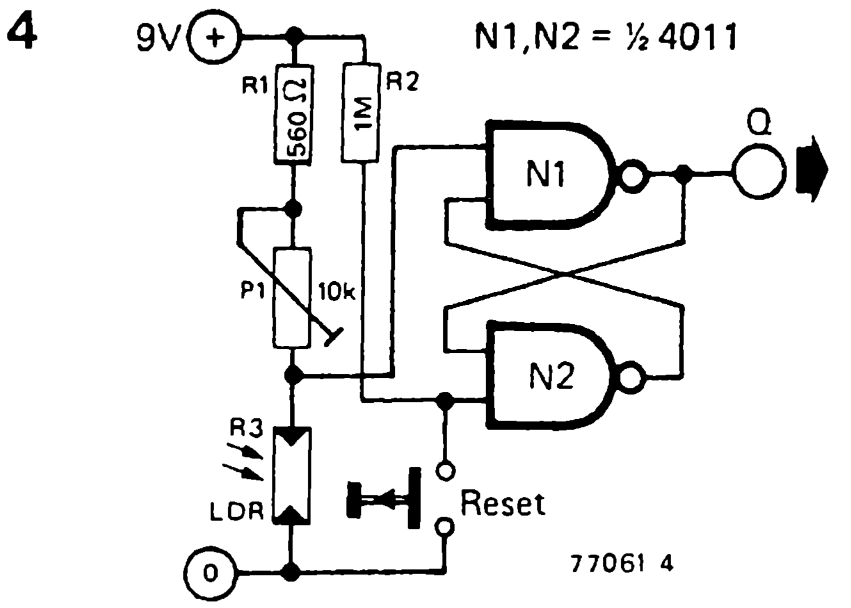


Fig. 3 prezintă un alt avantaj. Combinat cu o sursă de sunet, el poate fi utilizat pentru un joc de îndemânare. La acționarea tastei reset, multivibratorul bistabil N1/N2 este resetat; ieșirea Q este „0". Intrarea liberă a lui N1 este legată cu o sârmă răsucită care este montată izolat pe o placă de bază. O baghetă metalică prevăzută la un capăt cu un inel, iar la celălalt capăt legată la masă, poate fi condusă de jucător în lungul sârmei răsucite. Atunci când

2







inelul atinge sârma, multivibratorul bistabil conectează și emite un semnal. Jucătorul se poate convinge, de cele mai multe ori, că-i tremură mâna.

În sfârșit, în figura 4 este dat un al treilea montaj. Aici este comutat de asemenea un multivibrator bistabil în anumite condiții exterioare, astfel încât multivibratorul astabil să poată să emită semnalul respectiv. Condiția externă în acest caz este luminozitatea ambianței. În starea în care fotorezistența nu este luminată, ea prezintă o rezistență foarte mare, astfel încât aproape întreaga tensiune de funcționare cade pe ea; intrarea de setare a multivibratorului bistabil este „1“ logic.

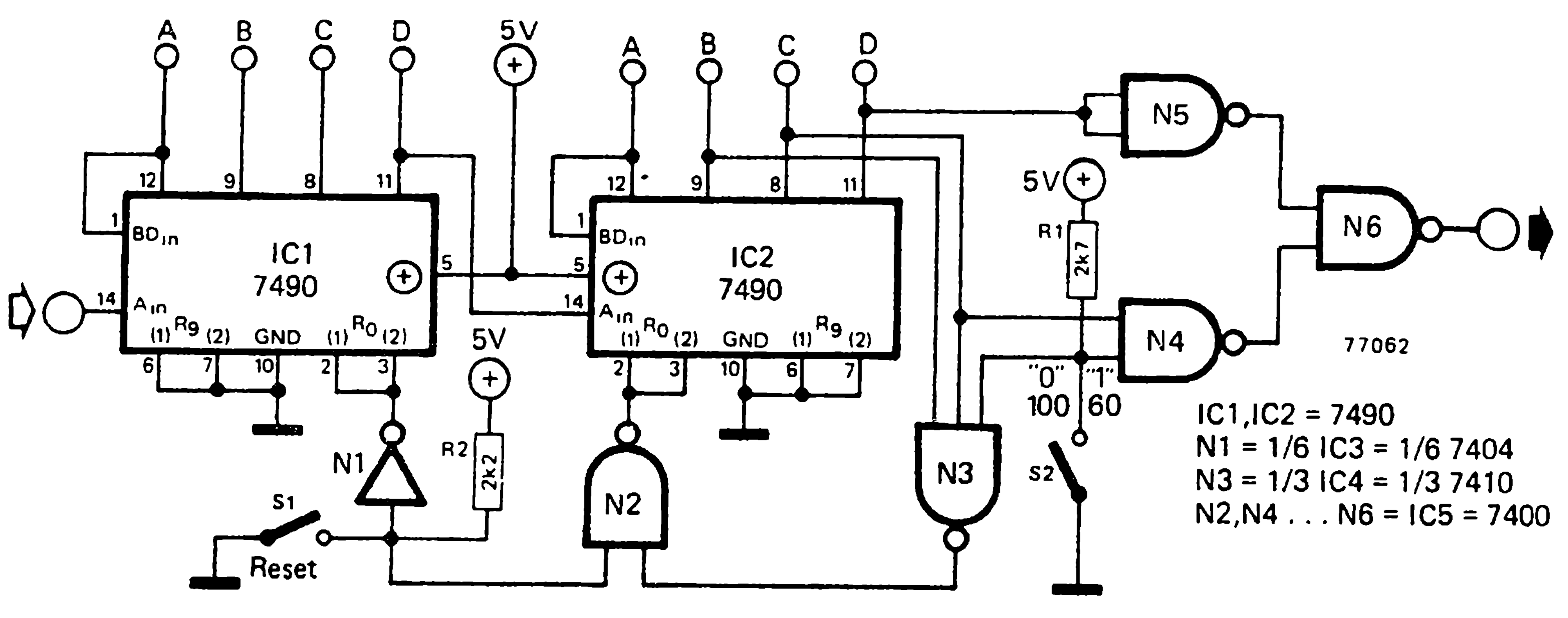
O fotorezistență iluminată are, din contră, o rezistență mică; intrarea de setare se găsește la un potențial redus; ieșirea Q conduce un potențial ridicat corespunzător lui „1“ logic. Acest semnal conectează la rândul său multivibratorul astabil.

051 *Numărător 100 - 60*

Construirea sistemelor electronice în tehnică modulară este practicată într-o măsură tot mai mare, deoarece prin schimbarea rapidă a anumitor module pot fi schimbate, cu multiple posibilități, caracteristicile sistemului. Cele trei module numărătoare prezentate aici pot fi combinate, în mod flexibil, după acest principiu.

Pentru conectarea în comun, sunt necesare componente suplimentare doar în cazuri speciale, astfel încât construirea unui sistem de numărare modulat nu ridică probleme.

Primul modul este un numărător cu două funcții: montajul poate fi realizat fie ca divizor prin 60, fie ca divizor prin 100. Factorii de divizare nu au fost aleși întâmplător. Pentru numărare în sistemul zecimal este necesar un factor de divizare 10 sau un multiplu al lui 10; factorul de divizare 60 dă posibilitatea numărării

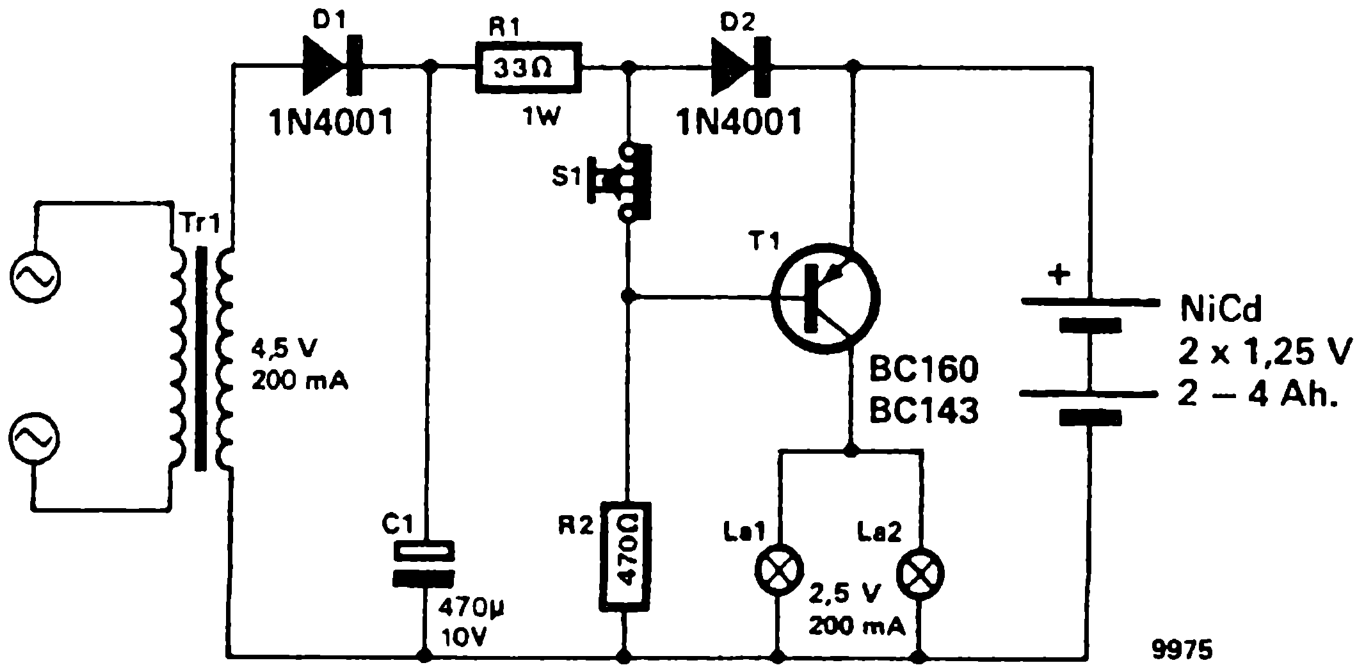


unităților de timp (secunde și minute). Prin montarea în cascadă a două module ia naștere un numărător cu patru decade perfect valabil, cu posibilități simple de comutare pentru măsurarea timpului. O extindere la mai mult de patru decade este de asemenea posibilă, fără probleme. La nevoie se poate efectua resetarea tuturor modulelor cu un singur comutator S1.

052 *Iluminat de siguranță automat*

Acest iluminat de siguranță se conectează automat la căderea tensiunii din rețea. Ca sursă de energie servește un acumulator NiCd, care este încărcat continuu de la rețea.

Montajul nu este complicat: tensiunea de la transformator este redresată și filtrată cu dioda D1 și condensatorul C1. Prin R1 și D2 circulă un curent de încărcare de circa 100 mA, astfel încât acumulatorul este încărcat în permanență pentru cazurile de necesitate. Un acumulator cu o capacitate de 2 Ah sau mai mult suportă un asemenea curent de durată fără a se deteriora. Ca urmare a căderii de tensiune pe dioda D2, tensiunea bazei tranzistorului pnp



T1 este pozitivă față de emitorul său. De aceea T1 se află în starea de blocare iar lămpile rămân stinse.

Dacă tensiunea de rețea cade, atunci curentul de încărcare este întrerupt. De la baza lui T1 circulă acum un curent prin R2, care comandă trecerea tranzistorului în starea de conducție și, prin aceasta, sunt conectate ambele lămpi de siguranță La1 și La2. La revenirea tensiunii de rețea, T1 deconectează lămpile, deoarece, atunci, prin D2 circulă din nou un curent de încărcare către acumulator. Cu butonul S1 poate fi verificată funcționarea iluminatului de siguranță. Dacă transformatorul furnizează o tensiune secundară mai mare decât cea dată în montaj, atunci trebuie crescută valoarea lui R1 astfel încât curentul de încărcare maxim de durată al acumulatorului să nu fie depășit.

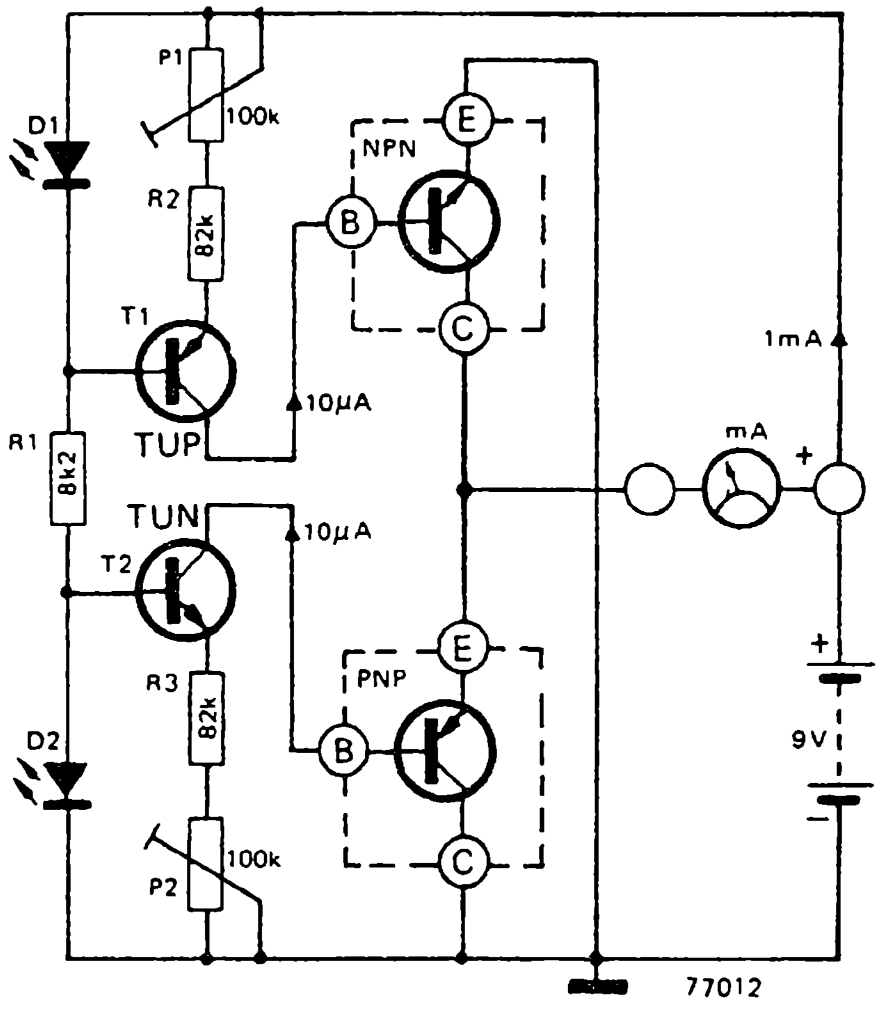
Iluminatul de siguranță poate fi instalat în orice loc dorim. Dacă o asemenea instalație se găsește, de exemplu, în apropierea tabloului cu siguranțe, atunci, în cazul unui scurtcircuit, siguranța potrivită (în cazul siguranțelor fuzibile) poate fi găsită ușor și înlocuită.

053 *Tester simplu pentru tranzistoare*

Figura prezintă montajul unui tester simplu, cu care poate fi măsurat factorul de amplificare în curent (β sau h_{FE}) al unui tranzistor npn sau pnp. Prin baza tranzistorului de măsurat circulă un curent dependent de tensiunea bază-emitor, care este furnizat de o sursă de cu-

rent constant pnp pentru un tranzistor npn și de o sursă de curent constant npn pentru un tranzistor pnp. Un curent de 10 µA a fost considerat aici ca fiind cel mai adecvat; el este reglat o singură dată cu potențiometrul P1, respectiv P2. Pentru aceasta, este necesar un aparat de măsură universal, cu o sensibilitate corespunzătoare (domeniul 50 µA). Aparatul de măsură al testerului trebuie să aibă o scală cu indicația maximă 4 ... 5 mA (h_{FEmax} = 400 ... 500). Instrumente mai sensibile necesită o rezistență de șuntare adecvată.

Cititorii atenți au observat că, la un tranzistor de măsurat pnp, factorul de amplificare în curent h_{FE} nu este indicat exact, ci mărimea h_{FE} + 1. Aceasta însă, în practică, nu prezintă importanță.

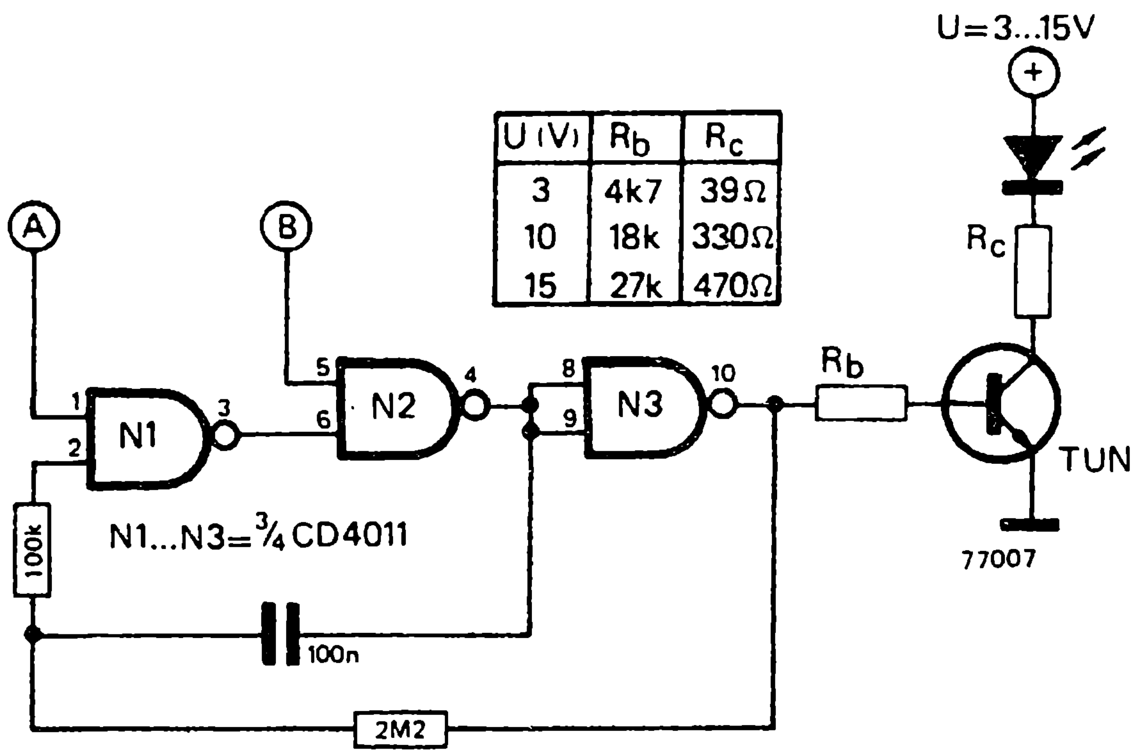


054 Lumină intermitentă cu LED-uri

Comportamentul LED-urilor la acest montaj depinde de semnalele logice la intrările A și B. Atunci când la intrarea B se găsește un „0" logic (în această situație A poate fi „0" sau „1"), LED-ul rămâne stins. Dacă din contră, la intrarea B există un „1" logic și la intrarea A un „0" logic, atunci LED-ul luminează continuu. Atunci când la ambele intrări, A și B, există un „1" logic, multivibratorul construit cu N1, N2 și N3 începe să oscileze, LED-ul clipește cu o frecvență de circa 3,5 Hz.

La tensiunea maximă de funcționare de 15 V, curentul absorbit este mai mic de 25 mA.

COS/MOS Application and Design Ideas (RCA)

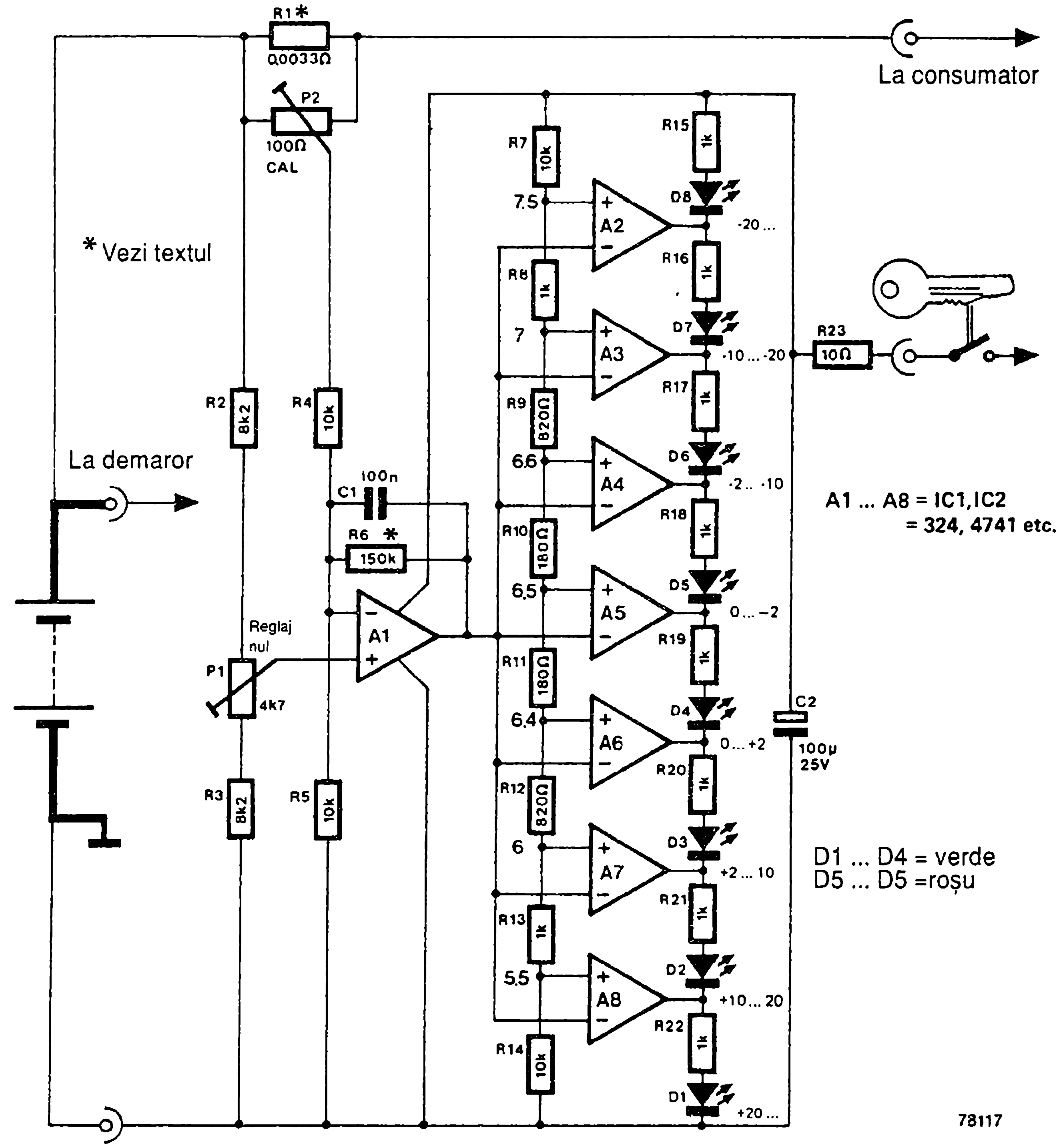


U (V)	Rb	Rc
3	4k7	39Ω
10	18k	330Ω
15	27k	470Ω

055 Ampermetru auto

În Elektor au apărut deja câteva montaje de supraveghere a tensiunii bateriei auto, dar încă nici unul de control al curentului.

Pe șuntul R1 ia naștere o tensiune proporțională cu valoarea curentului ce trece prin el (max. 133 mV la 40 A). Această tensiune a-



junge prin divizorul de tensiune P2, care servește la calibrare, la amplificatorul diferențial A1. A1 comandă, prin etajele de separare A2 ... A8, o scală termometrică realizată cu LED-urile D1 ... D8. Cu ajutorul potențiometrului de calibrare se reglează tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional între 6,5 și 6,6 V, astfel încât LED-urile D1 ... D5 luminează.

La descărcarea bateriei, crește căderea de tensiune pe șunt, astfel încât tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional A1 crește, și LED-urile D5 ... D8 indică descărcarea. Dacă prin R1 circulă un curent în sens invers, atunci tensiunea de ieșire în scădere a lui A1 determină stingerea treptată, în funcție de curentul de încărcare a LED-urilor D4 ... D1. Bineînțeles, oscilațiile tensiunii provoacă un „salt" al indicației, deoarece tensiunile de referință pe rezistențele R7 ... R14 nu provin de la o sursă de tensiune constantă. Acest fenomen poate fi neglijat, deoarece el dă o indicație calitativă despre starea bateriei, și anume „încărcat" sau „descărcat".

Cu valorile date, calibrarea este exact de 6,5 V pentru o tensiune de 13 V. O abatere de ±15% de la valorile date este permisă atunci când tensiunea bateriei este cuprinsă între 11 și 15 V. (R1 se va confecționa prin bobinare cu sârmă de constantan.) O rezolvare elegantă pentru realizarea lui R1 constă în utilizarea căderii de tensiune în lungul legăturii de la polul plus al bateriei la regulator ca tensiune de șunt și conectarea potențiometrului de calibrare la aceste două puncte. Dacă această tensiune se dovedește a fi prea mică, se poate mări amplificarea lui A1 prin mărirea valorii lui R6.

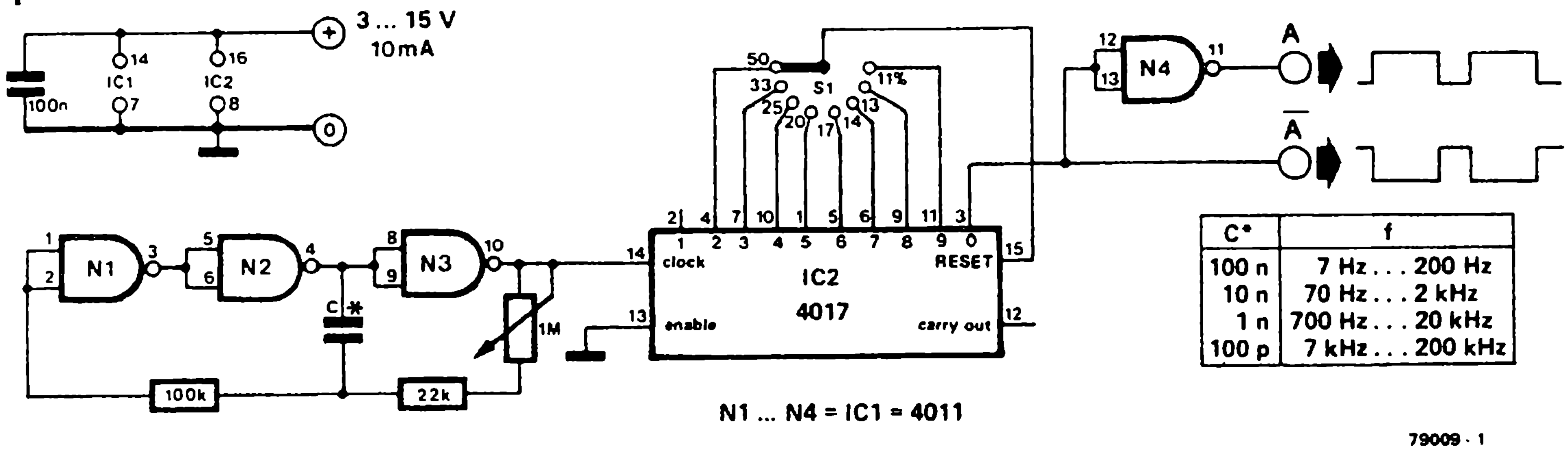
056 Generator cu factor de umplere și raport impuls/pauză reglabil

Cu numai două circuite CMOS ieftine poate fi construit un generator de impulsuri al cărui raport impuls/pauză, etalonat fără echilibrare, este reglabil.

Montajul se pretează în special pentru etalonarea aparatelor de măsură a unghiului de închidere și a raportului impuls/pauză. Se utilizează un circuit integrat CD 4017 (IC2), divizor zecimal, ale cărui ieșiri zecimale sunt legate printr-un comutator de selecție cu intrarea reset. Prin aceasta, rezultă un divizor reglabil cu factori de divizare între 2 și 9. Așa cum se arată în diagrama impulsurilor din fig. 2, la ieșirile divizorului, nu numai frecvența, ci și raportul impuls/pauză este „împărțit" corespunzător raportului de divizare reglat.

Raportul impuls/pauză la ieșirea 0 (pin 3) a divizorului este egal cu 100% împărțit prin raportul reglat al divizorului. Dacă, de exemplu, ieșirea 5 (pin 1) este legată prin S1 cu intrarea

1



C*	f
100 n	7 Hz . . . 200 Hz
10 n	70 Hz . . . 2 kHz
1 n	700 Hz . . . 20 kHz
100 p	7 kHz . . . 200 kHz

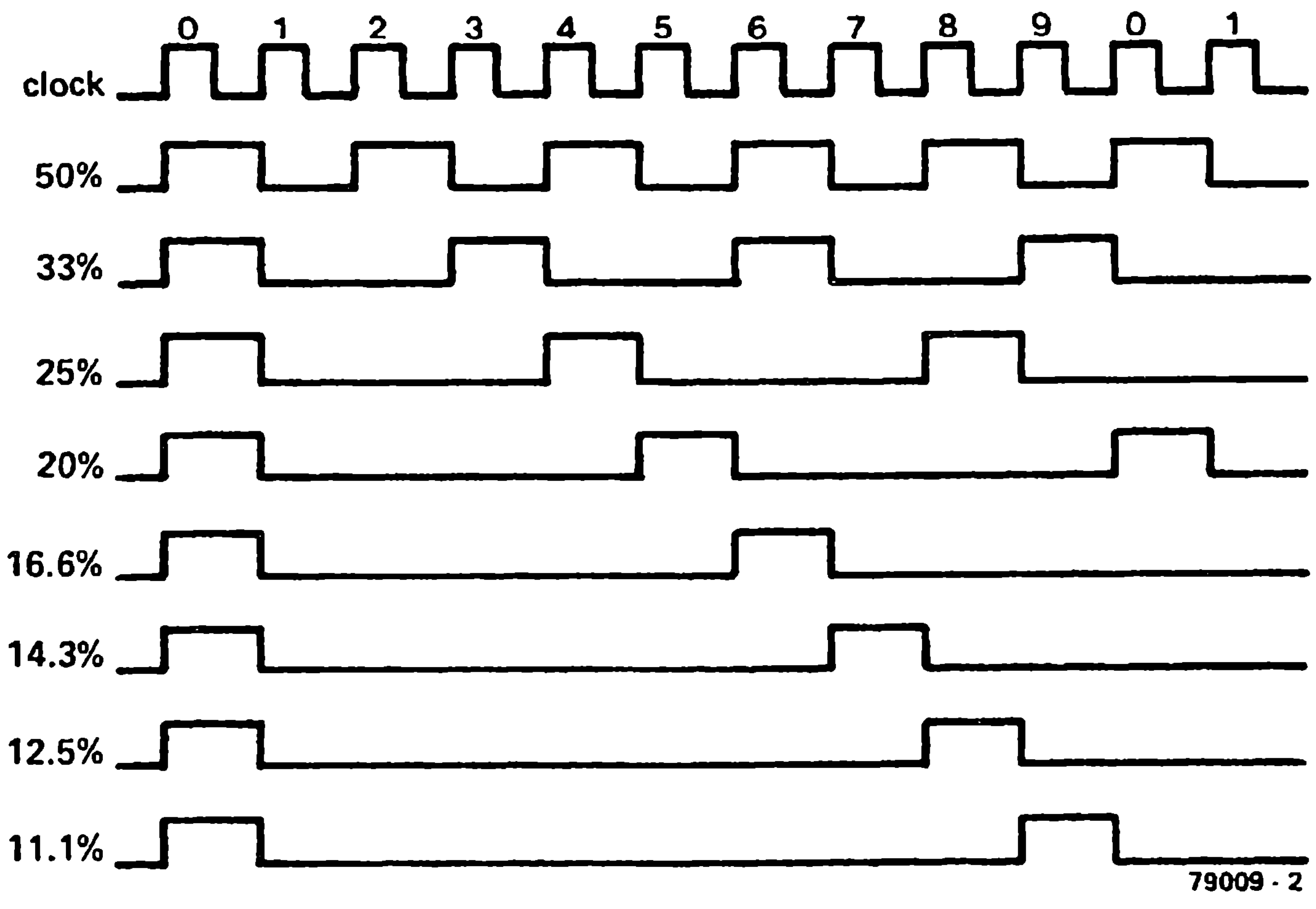
reset, atunci raportul impuls/pauză este egal cu: 100%/5 = 20%.

Aceste rapoarte impuls/pauză reglate fix sunt independente de frecvența care este furnizată de multivibratorul astabil construit cu trei porți NAND (N1 ... N3) ale circuitului integrat 4011 (IC1). Cea de a patra poartă N4 a lui 4011 inversează semnalul de ieșire al generatorului de impuls, astfel încât sunt disponibile și rapoartele impuls/pauză de la 50% la 88,9%.

În total, generatorul de impulsuri furnizează 15 rapoarte diferite impuls/pauză de la 11,1% la 88,9%.

Frecvența generatorului poate fi reglată cu

2



potențiometrul de 1 M peste aproape trei decade. În cazul în care sunt necesare mai multe domenii de frecvență, pot fi conectate pe rând mai multe condensatoare C* având valorile date în tabel. La stabilirea frecvenței la ieșire trebuie desigur să fim atenți dacă frecvența oscilatorului (frecvență ceas) este divizată prin raportul de divizare reglat pentru raportul dorit impuls/pauză al lui IC2.

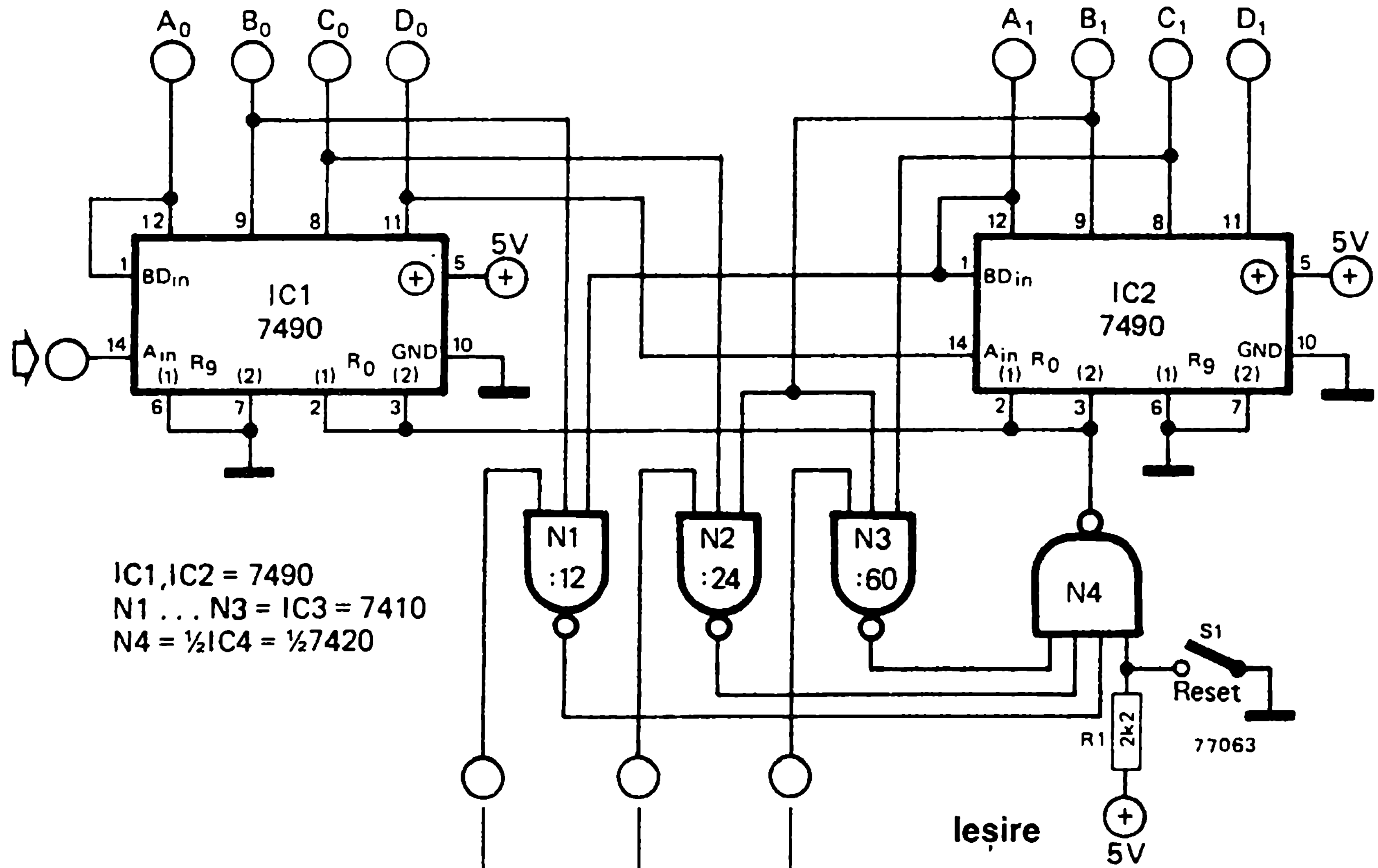
Amplitudinea la ieșire a generatorului de impulsuri corespunde tensiunii de funcționare care poate fi, la alegere, între 3 și 15 V.

Raport impuls/pauză

Ieșirea A	Ieșirea $\overline{A}$
50 %	50 %
33 %	67 %
25 %	75 %
20 %	80 %
16,6%	83,4%
14,3%	85,7%
12,5%	87,5%
11,1%	88,9%

057 *Numărător 12-24-60-100*

Ca o continuare logică a numărătorului 100-60, prezentăm aici o variantă extinsă la care sunt disponibili, la alegere, și factorii de divizare 12 și 24. Cu aceasta se deschide perspectiva utilizării numărătoarelor modulate la construcția unui ceas, a unui releu de timp etc.



÷ 12	1	d.c.*	d.c.*	A1
÷ 24	0	1	d.c.*	B1
÷ 60	0	0	1	C1
÷100	0	0	0	D1
	*d.c. = oarecare			

Un modul poate fi programat și fix la un anume factor de divizare. În cele mai multe cazuri, în această situație, unele componente ale montajului prezentat nu mai sunt necesare. Programarea numărătorului 12 - 24 - 60 - 100 se realizează prin decodificarea poziției numă-

rătorului dorit și resetarea numărătorului prin semnalul de ieșire al montajului decodor. Din tabel reiese felul cum sunt programați diferiți factori de divizare. Dacă există la cele trei intrări de selecție câte o rezistență pull-down (680 Ω), atunci pentru comutarea factorilor de divizare este suficient un comutator unipolar cu 4 poziții.

Această combinație de numărătoare ocupă în general ultimul loc într-un lanț de numărare; de aceea s-a renunțat la un montaj de ieșire mai complicat. Fiecărui factor de divizare îi aparține o anumită ieșire (vezi tabelul).

058 *Siguranță de polaritate*

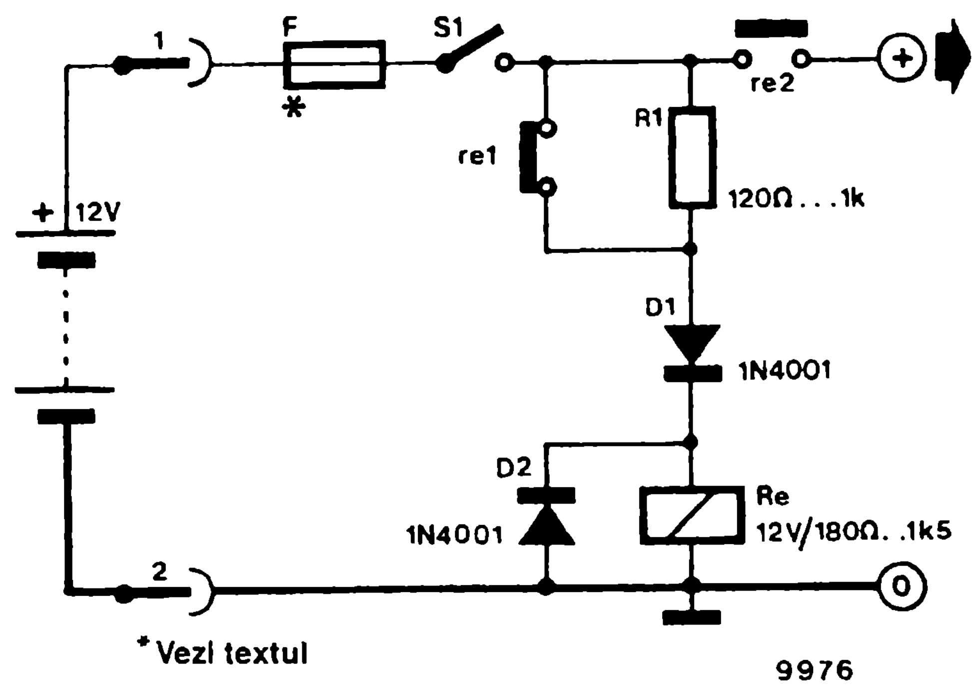
Aparatele electronice care sunt alimentate de la o sursă externă de curent continuu pot suferi pagube importante la o conectare greșită a polarității sursei de alimentare. În cazul în care curentul absorbit este mic, atunci o diodă conectată în serie preîntâmpină o astfel de întâmplare nefericită. Dioda conduce doar în cazul unei tensiuni cu polaritatea corectă; la o conectare greșită ea protejează aparatul. Cu ajutorul unui redresor în punte, ca protecție contra polarității inverse, sursa externă poate fi chiar conectată oricum. Dezavantajul acestor soluții este că, totuși, alături de pierderea de tensiune apare și o pierdere de putere care este importantă în special la curenți mari de alimentare.

Rezolvarea alternativă prezentată ocolește dezavantajul enunțat; aici nu mai există practic nici o pierdere de tensiune sau de putere. Siguranța de polaritate, care în figură este dimensionată pentru o tensiune de alimentare de 12 V, este încorporată în aparatul de protejat.

La o conectare corectă a tensiunii existente la bornele 1 și 2, prin contactul de repaus re1, dioda D1 și bobina releului, curentul circulă imediat ce comutatorul S1 închide circuitul. Ca urmare, releul anclanșează și stabilește prin contactul său de lucru legătura cu aparatul. Deoarece curentul de menținere al releului este mai mic decât curentul de reacție, releul nu declanșează deși contactul de repaus re1 se deschide.

Rezistența R1 reduce curentul ce trece prin bobina releului în starea conectată, astfel încât pierderile rămân limitate la minimum.

La o conectare greșită a polarității sursei de alimentare, D1 se blochează; releul nu mai poate atrage, alimentarea aparatului se întrerupe. Dioda D2 atenuează vârfurile de tensiu-



ne care pot să apară la deconectarea bobinei releului.

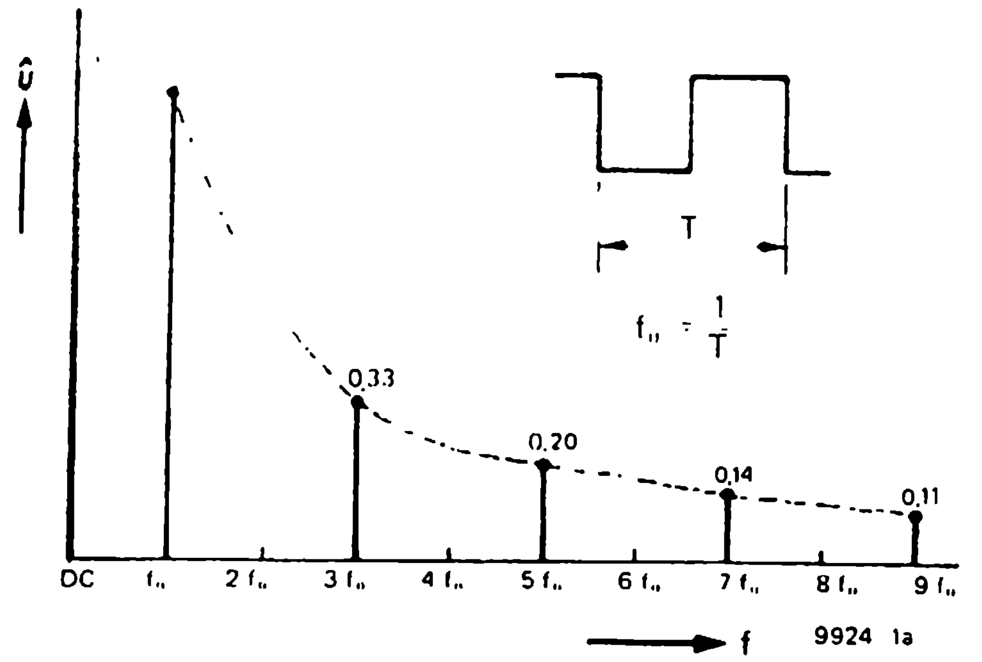
Este bine ca siguranța fuzibilă a aparatului (în situația în care există) să fie amplasată între sursa externă de tensiune și siguranța de polaritate; prin aceasta, ea își poate îndeplini funcția în orice caz. De cele mai multe ori curentul prin releu este atât de redus față de curentul absorbit de aparat, încât valoarea siguranței poate rămâne neschimbată. Pentru ca siguranța de polaritate să poată fi utilizată și la alte tensiuni de alimentare, este necesar un tip de releu adecvat pentru aceasta. Valoarea rezistenței R1 depinde de caracteristicile releului; ea trebuie determinată experimental.

059 Convertor semnale dreptunghiulare – dinte de ferăstrău

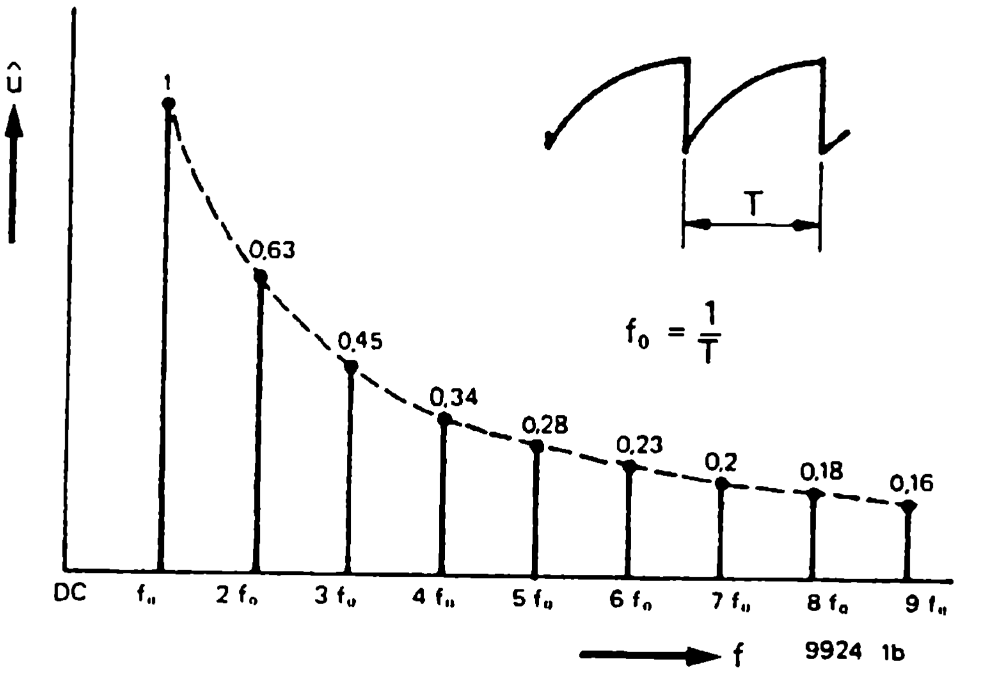
Un generator de semnale dreptunghiulare poate fi în general transformat ușor într-un generator de semnale în dinte de ferăstrău; „conținutul muzical" al dintelui de ferăstrău este cu mult mai important decât al semnalului dreptunghiular. Conversia unei oscilații dreptunghiulare într-una în dinte de ferăstrău, în mod implicit, este legată de dezavantajul că amplitudinea dintelui de ferăstrău este dependentă de frecvență. Convertorul descris în continuare nu prezintă acest dezavantaj; el se pretează principial și la înglobarea într-un circuit integrat.

În instrumentele muzicale electronice se face uz de divizoarele de octave, divizoare care furnizează toate frecvențele aparținând unei octave. Semnalele de ieșire ale divizorului sunt totuși de formă dreptunghiulară (simetrice); asemenea semnale conțin, alături de frecvența fundamentală, numai armonici de ordin impar (vezi fig. 1a). În cele mai multe cazuri se încearcă să se obțină sunetul dorit printr-o formă dreptunghiulară asimetrică sau printr-un lanț de filtre conectate la ieșire. Această soluție nu este totuși ideală; orice expert în orgi electronice percepe din primul moment deosebirea față de o orgă cu semnal veritabil în dinte de ferăstrău.

1a



1b



1c

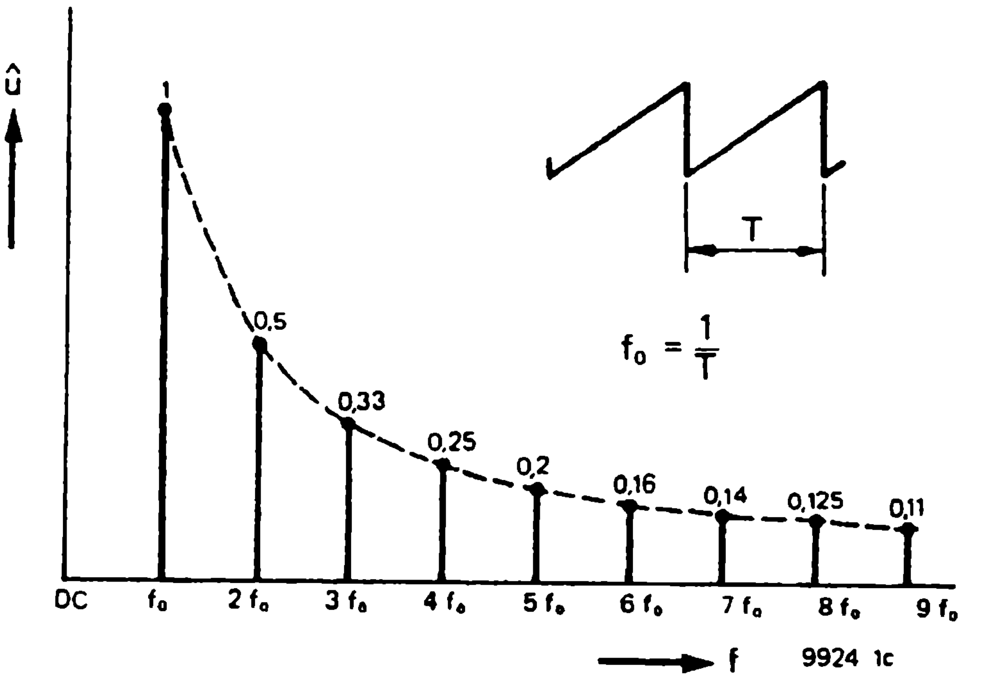
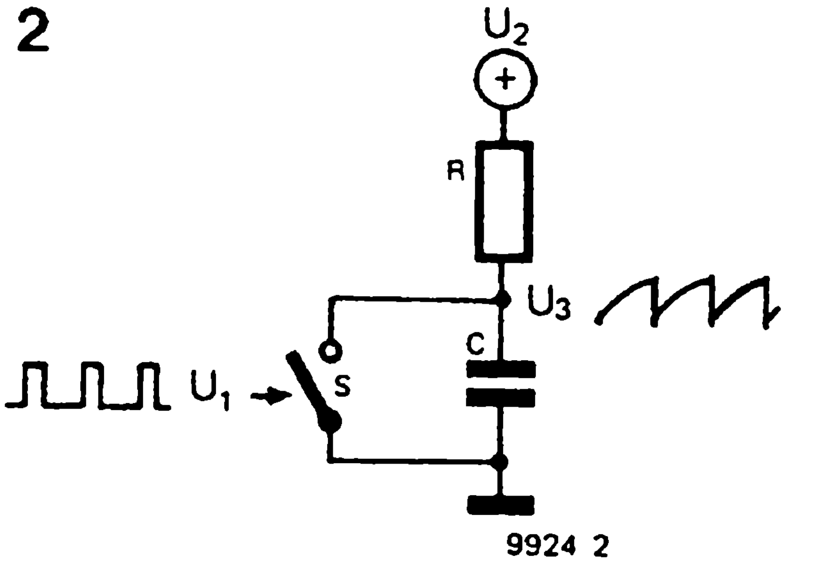


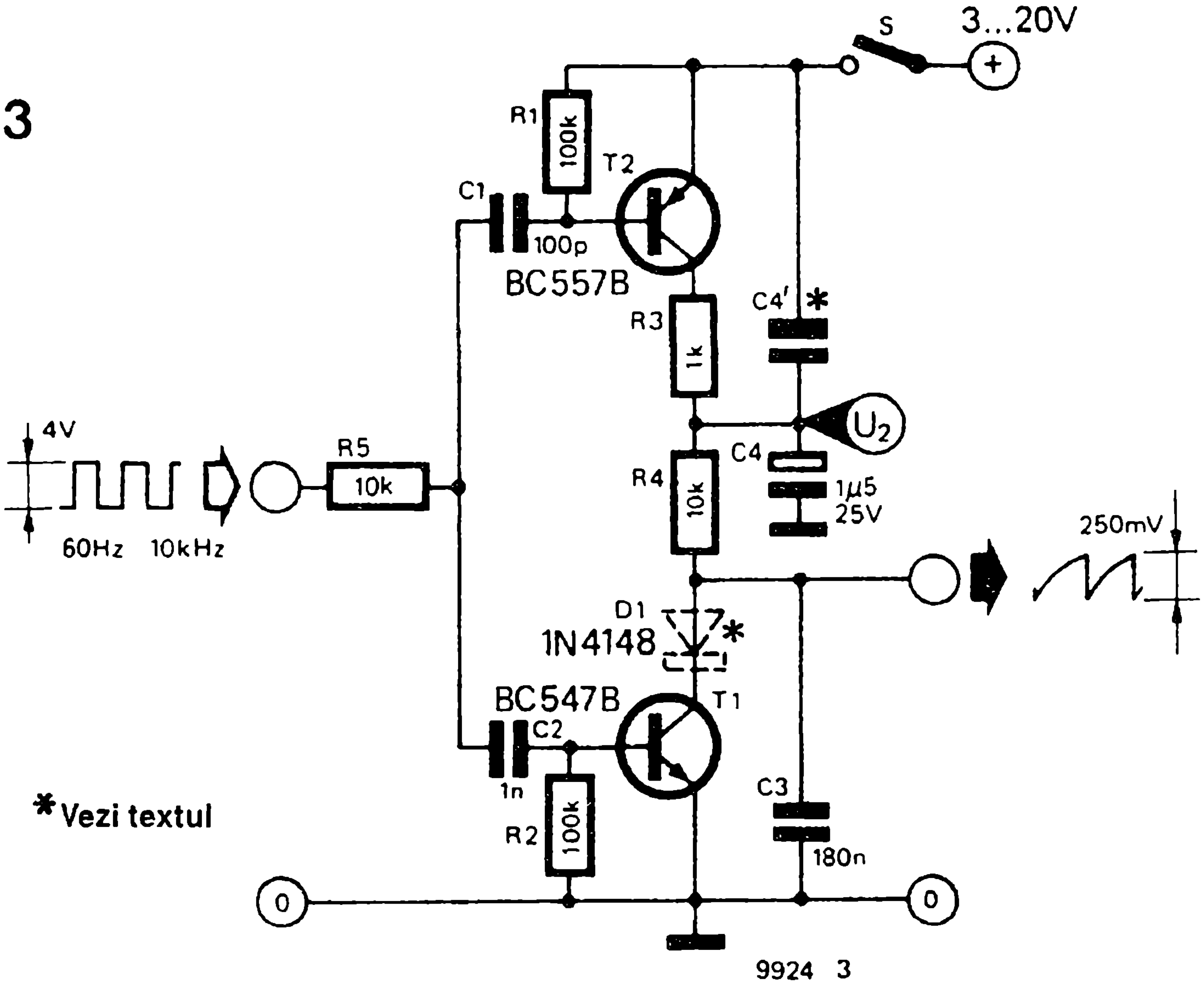
Fig. 1. Spectrele de amplitudine (amplitudinea armonicilor în funcție de oscilația fundamentală) ale unei tensiuni dreptunghiulare simetrice (a), ale unei tensiuni în dinte de ferăstrău cu front de creștere exponențial (b), ca și ale unei tensiuni în dinte de ferăstrău cu front de creștere liniar (c). Din 1a reiese clar că la semnalul dreptunghiular lipsesc armonicile de ordin par.

Fig. 2 Principiul unui convertor semnal dreptunghiular - semnal în dinte de ferăstrău. Aici amplitudinea dintelui de ferăstrău scade cu atât mai mult cu cât este mai mare frecvența impulsurilor de comandă.

2



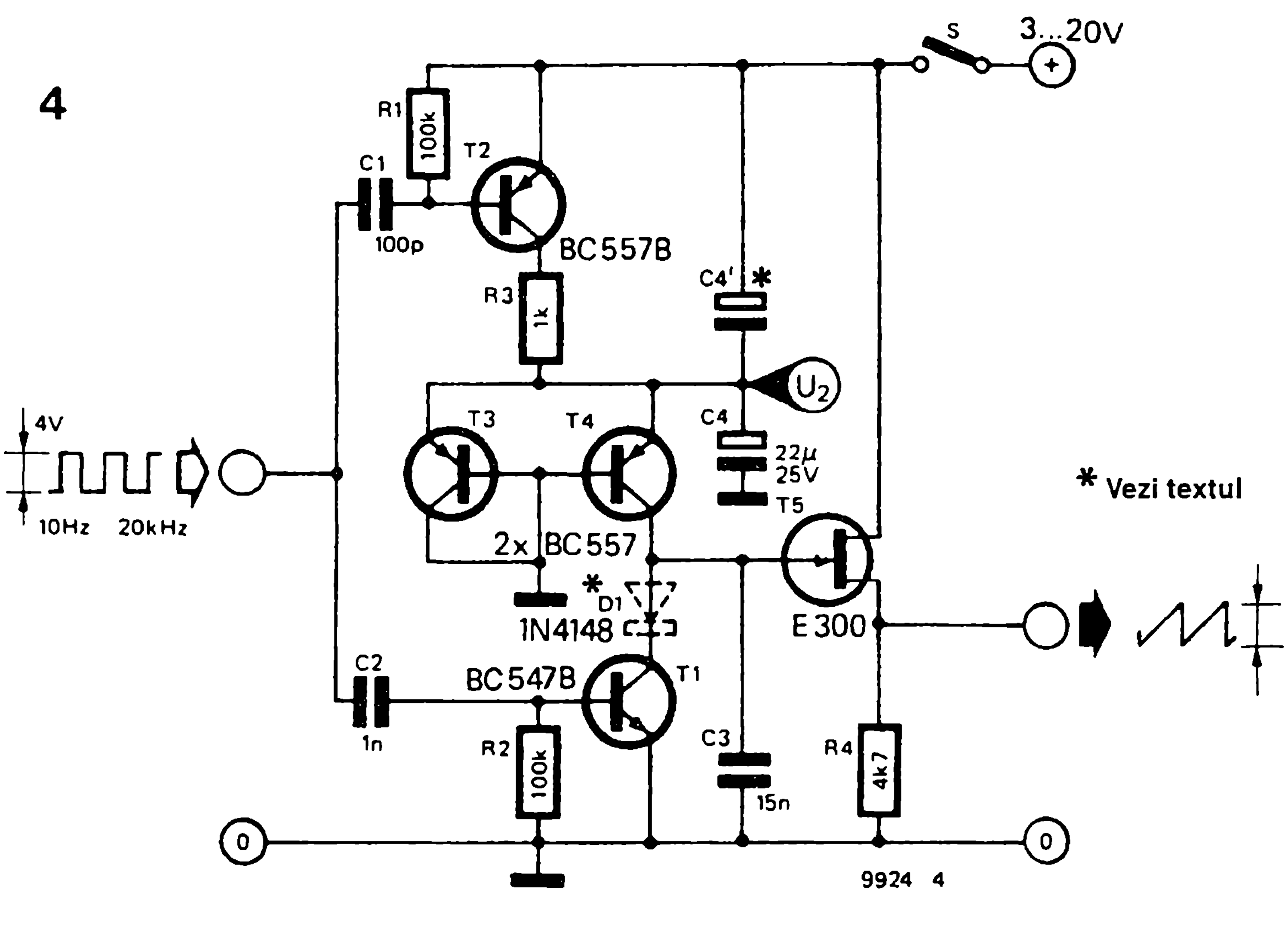
3



Un semnal în dinte de ferăstrău conține atât armonici pare cât și armonici impare (fig. 1b și 1c), astfel încât, în principiu, din dintele de ferăstrău se poate forma orice sunet.

O tensiune de formă dreptunghiulară adoptă o evoluție în formă de dinte de ferăstrău atunci când se încarcă și se descarcă periodic, în anumite momente, un condensator. Dacă se încarcă condensatorul C din fig. 2 printr-o rezistență și în final se descarcă brusc, atunci pe acest condensator ia naștere tensiunea în dinte de ferăstrău cu creșterea exponențială prezentată în fig. 1b. Amplitudinea tensiunii U3 (fig. 2) scade totuși odată cu creșterea frecvenței impulsurilor de comandă U1 deoarece, ca urmare a duratei mai mici de deschidere a comutatorului S, rămâne mai puțin timp disponibil pentru încărcarea condensatorului C. În plus, se modifică curbura frontului crescător al dintelui de ferăstrău deoarece la creșterea frecven-

4



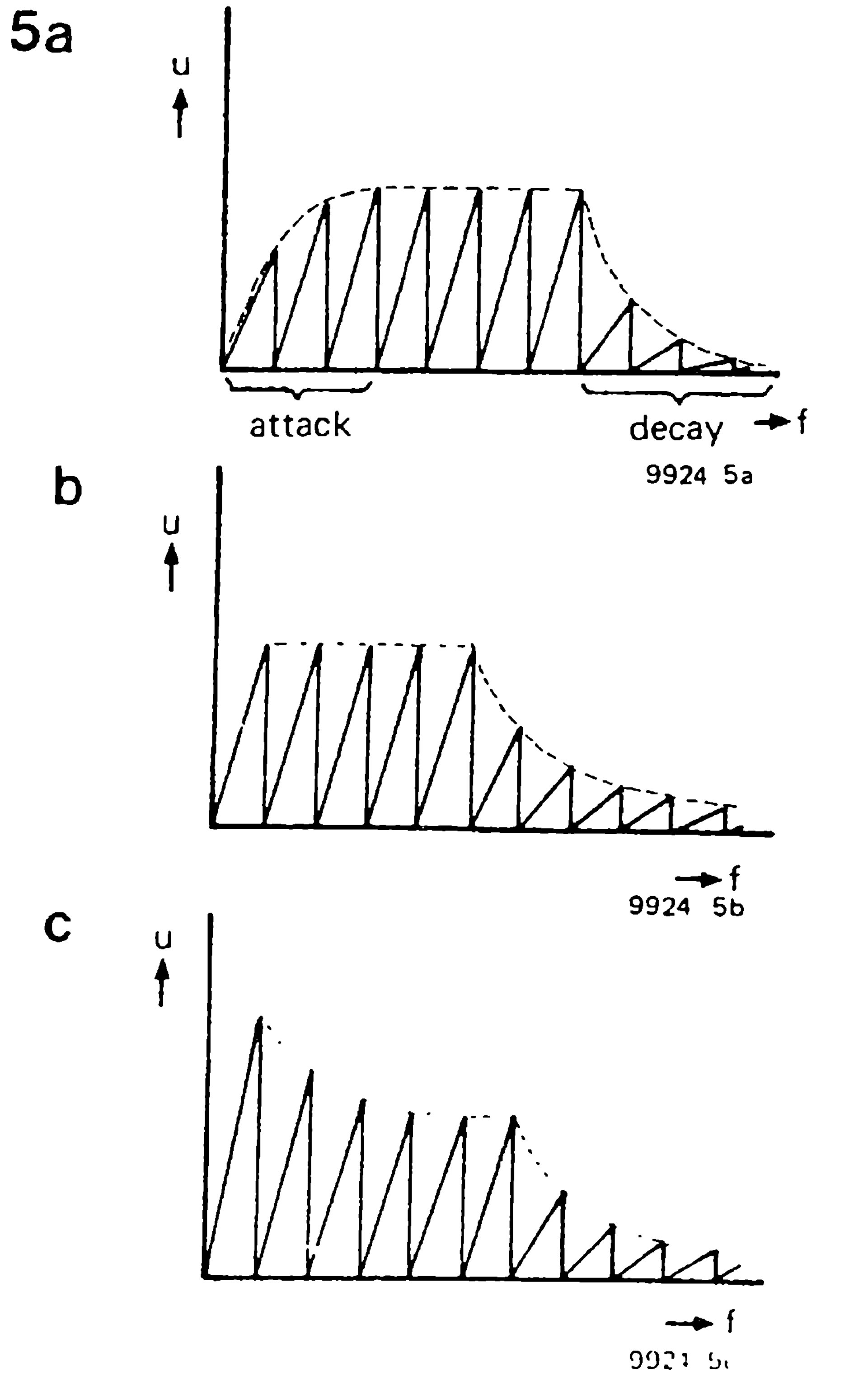


Fig. 5. Influența lui C4 și C4' asupra modulației semnalului de ieșire. „Timpul de atac" poate fi ales după voie, dar concomitent va fi influențat și „timpul de cădere":
a) fără C4'
b) cu C4'; U2(repaus) =$u_{ieș}$
c) cu C4'; U2(repaus)> $u_{ieș}$
U2(repaus) este, în lipsa semnalului de intrare, tensiunea existentă pe C4 (comutatorul S închis).

ței este parcurs doar un segment scurt al curbei de încărcare; acest fenomen este cu atât mai puțin evident cu cât tensiunea U2 este mai mare decât U3.

Fig. 3 prezintă un montaj care compensează scăderea amplitudinii la creșterea frecvenței printr-o tensiune de încărcare crescută, U2. Funcția comutatorului de scurtcircuitare din fig. 2 este preluată aici de tranzistorul T1, a cărui joncțiune colector-emitor devine conducătoare în scurtul moment al frontului pozitiv al semnalului dreptunghiular de intrare, astfel încât condensatorul C3 este șuntat pentru scurt timp. În tim-

Fig. 3. Montajul unui convertor semnal dreptunghiular - semnal în dinte de ferăstrău, a cărui amplitudine de ieșire este dependentă de frecvență. Frontul de creștere a semnalului în dinte de ferăstrău are o formă exponențială.

Fig. 4. Prin adăugarea unei oglinzi de curent (T3/T4) se obține la ieșire un semnal cu flanc de creștere liniar. Etajul de separare (buffer) de la ieșire împiedică reacțiile, care ar prejudicia în special liniaritatea dintelui de ferăstrău.

pul frontului negativ al semnalului de intrare conduce T2; în acest moment condensatorul C4 se încarcă. Valoarea medie a curentului este proporțională cu frecvența semnalului de intrare într-un anumit domeniu de frecvență. Deci, dacă frecvența semnalului de intrare crește, atunci crește practic liniar și tensiunea pe C4. Rezultatul este o tensiune în dinte de ferăstrău exponențială, a cărei amplitudine rămâne constantă în domeniul 60 Hz ... 10 kHz; forma dintelui de ferăstrău depinde încă mai mult sau mai puțin de frecvență. Această „lipsă de frumusețe" (un dinte de ferăstrău liniar are de obicei un „conținut muzical" mai redus decât un dinte de ferăstrău cu front de creștere exponențial) poate fi înlăturată dacă rezistența R4 se înlocuiește printr-o oglindă de curent (T3/T4 în fig. 4). Un etaj de separare (buffer) (T5) completează convertorul semnal dreptunghiular - dinte de ferăstrău.

Dacă se dorește conectarea și deconectarea convertorului prin tensiunea de alimentare (comutatorul S) astfel încât amplitudinea dintelui de ferăstrău să scadă lent ca urmare a descărcării lui C4, atunci trebuie adăugată dioda D1; ea împiedică ajungerea semnalului de intrare la ieșire prin joncțiunea bază-colector (atenuare circa 60 dB). La conectarea tensiunii de alimentare, C4 este încărcat. Timpul necesar pentru aceasta depinde de R3, C4 și C4', unde condensatorul C4' are rolul de a stabili valoarea inițială a amplitudinii dintelui de ferăstrău. Durata de descărcare a lui C4 este determinată de oglinda de curent T3/T4. Dacă frecvența crește, atunci timpii de „cădere" și de „atac" sunt mai scurți. Deoarece acesta este cazul și la diferite instrumente muzicale neelectronice, acest efect poate fi utilizat în mod avantajos.

Necesarul de curent este redus și, în funcție de tensiunea de alimentare, este între 5 ÷ 20 mA.

060 Tester funcții logice TTL și CMOS

Acest tester se deosebește de alte construcții similare din două puncte de vedere: cu el pot fi investigate atât montaje TTL cât și CMOS; în plus, permite identificarea, în afară de cea a semnalelor „0“ și „1“, a încă trei stări.

La montajele TTL, unui „0“ logic îi corespunde o tensiune de 0,8 V sau mai puțin, iar unui „1“, o tensiune de cel puțin 2 V. În domeniul dintre 0,8 V și 2 V starea logică nu este definită, de aceea acest domeniu este definit ca „interzis“. Pentru montajele digitale în tehnică CMOS nu mai pot fi date valori fixe de tensiune, deoarece aici tensiunea de alimentare utilizată joacă un anumit rol. Tensiunile de semnal care măsoară mai puțin de 40% din tensiunea de alimentare sunt considerate „0“ logic în tehnica CMOS; iar cele de peste 60% din tensiunea de alimentare sunt considerate „1“ logic. Domeniul nedefinit, în acest caz, se întinde între 40% și 60% din tensiunea de alimentare.

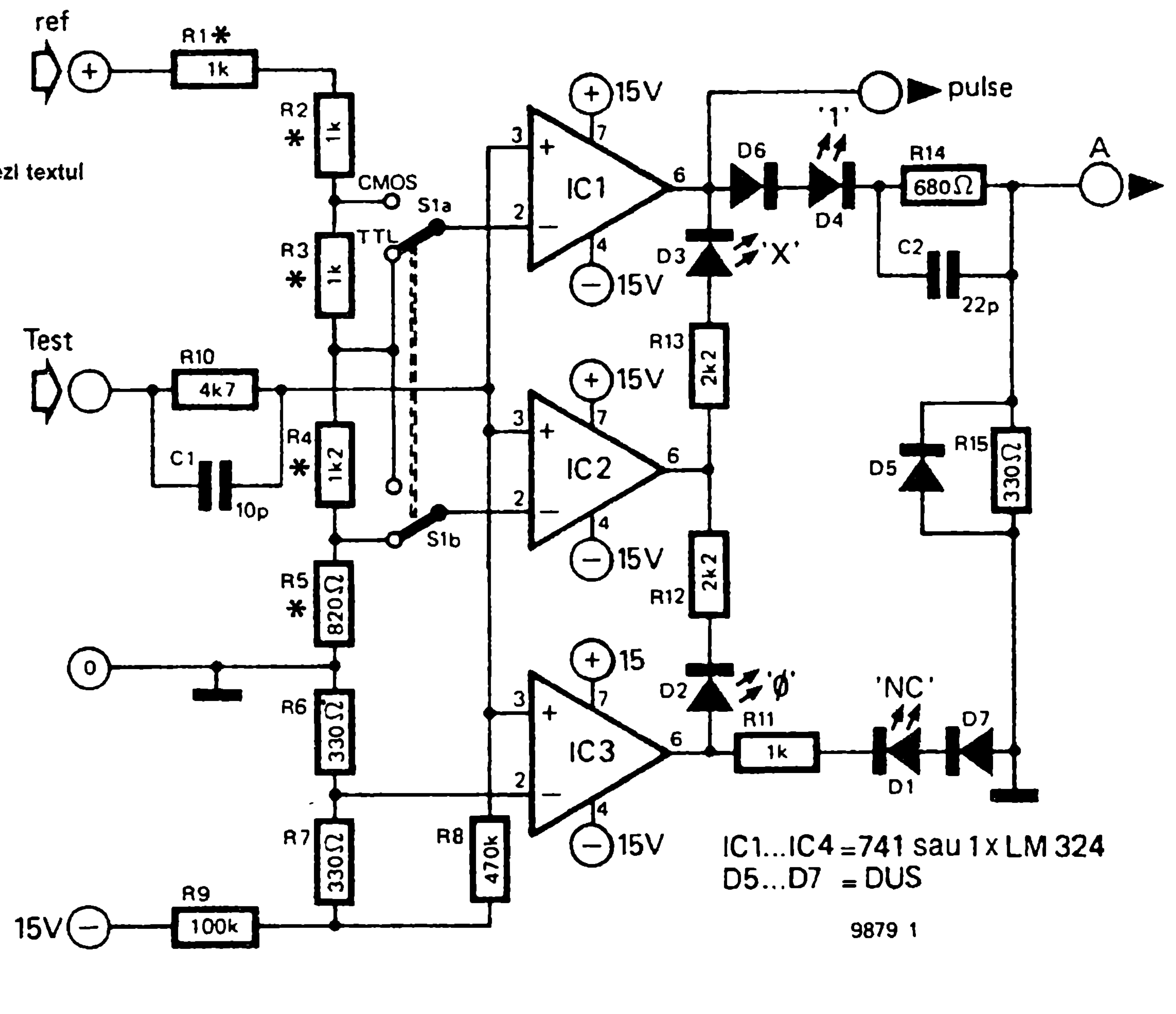
Pentru a putea detecta toate valorile de tensiune, se face apel la avantajele comparatoarelor de tensiune analogice. Acestea se caracterizează nu numai printr-o impedanță mare de intrare, dar, printr-un divizor de tensiune, în cazul lor se poate stabili pragul de comutare, în funcție de tensiunea de alimentare a obiectului de testat.

Montajul

Fig. 1 prezintă montajul testerului de semnale logice realizat cu trei comparatoare (IC1 ... IC3). Intrările neinversoare (+) sunt conectate, prin rezistența R10, la punctul test, în timp ce tensiunea de alimentare a montajului verificat este conectată la divizorul de tensiune R1 ... R5. În cazul în care comutatorul S1 este pus în poziția „TTL“, atunci tensiunea la intrarea inversoare (–) a lui IC1 este de 2 V, iar la intrarea inversoare a lui IC2 este de 0,8 V; (aceste valori ale tensiunii sunt prestabilite, deoarece montajele TTL sunt alimentate cu 5 V conform prescripțiilor). Intrarea inversoare a comparatorului IC3 se găsește la o tensiune de –50 mV

Fig. 1. Montajul testerului logic; el se pretează în egală măsură pentru investigarea montajelor TTL cât și a celor CMOS. Introducerea unui al patrulea amplificator operațional este avantajoasă.

1



2

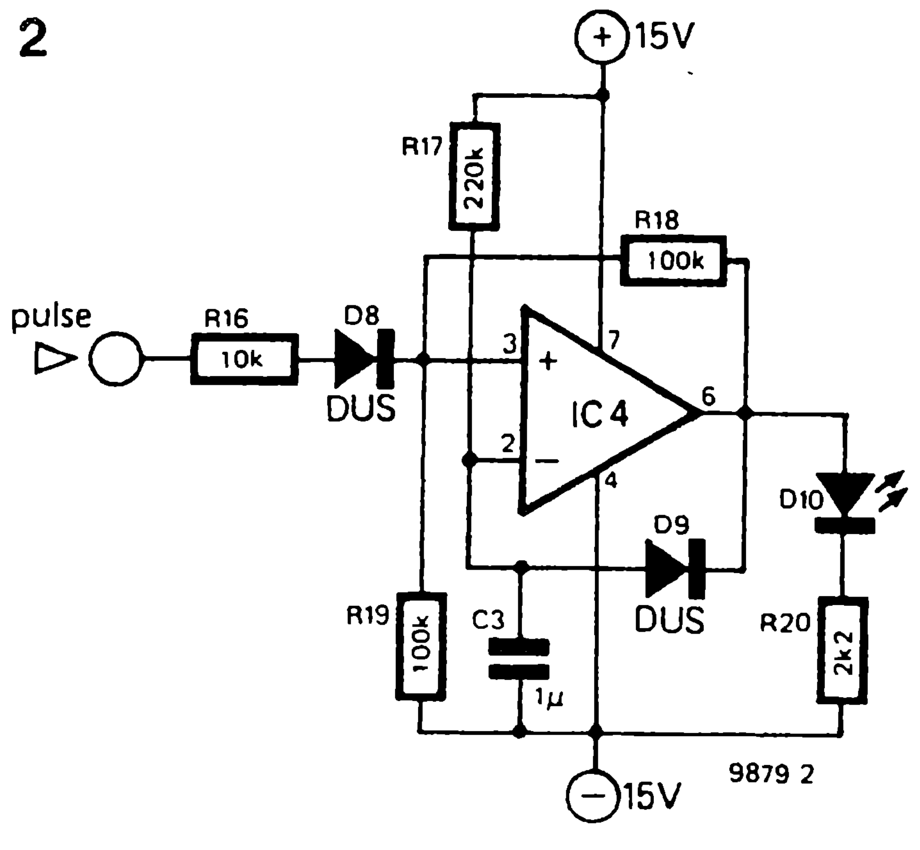


Fig. 2. Extinderea testerului pentru detectarea semnalelor în formă de impuls.

prin rezistențele R6, R7 și R9.

Dacă tensiunea la intrarea test este mai mare de 2 V, atunci la toate ieșirile comparatoarelor tensiunea este ridicată și, prin urmare, LED-ul D4 luminează. La o tensiune de intrare cuprinsă între 2 V și 0,8 V, la ieșirile lui IC2 și IC3 există o tensiune ridicată, în timp ce la ieșirea lui IC1 există o tensiune mică. În acest caz luminează LED-ul D3, arătând că semnalul este în domeniul interzis.

O tensiune de intrare cuprinsă între 0 și 0,8 V are ca urmare faptul că la ieșirile lui IC1 și IC2 se găsesc tensiuni scăzute, iar la ieșirea lui IC3 se găsește o tensiune ridicată. LED-ul D2 semnalizează aici existența unui „0" în punctul testat.

Se poate întâmpla ca testul să fie aplicat la borna unui circuit integrat intern neconectat (orb). Asemenea pini sunt notați în cataloage, de cele mai multe ori, cu NC (not connected); în acest caz, luminează LED-ul D1. Intrările neinversoare ale tuturor celor trei comparatoare se găsesc la –100 mV prin rezistența R8 atunci când intrarea testerului este deschisă.

Înainte de testarea unui montaj construit în tehnica CMOS, se aduce comutatorul S1 în poziția prevăzută pentru aceasta. Modul de lucru al testerului rămâne neschimbat; doar pragurile de comutare se modifică de la 0,8 V la 40% din tensiunea de alimentare, respectiv de la 2 V la 60% din tensiunea de alimentare. Testerul însuși necesită o tensiune de alimentare simetrică de ±15 V și un curent de maximum 40 mA în funcție de tensiunea de alimentare.

Extindere

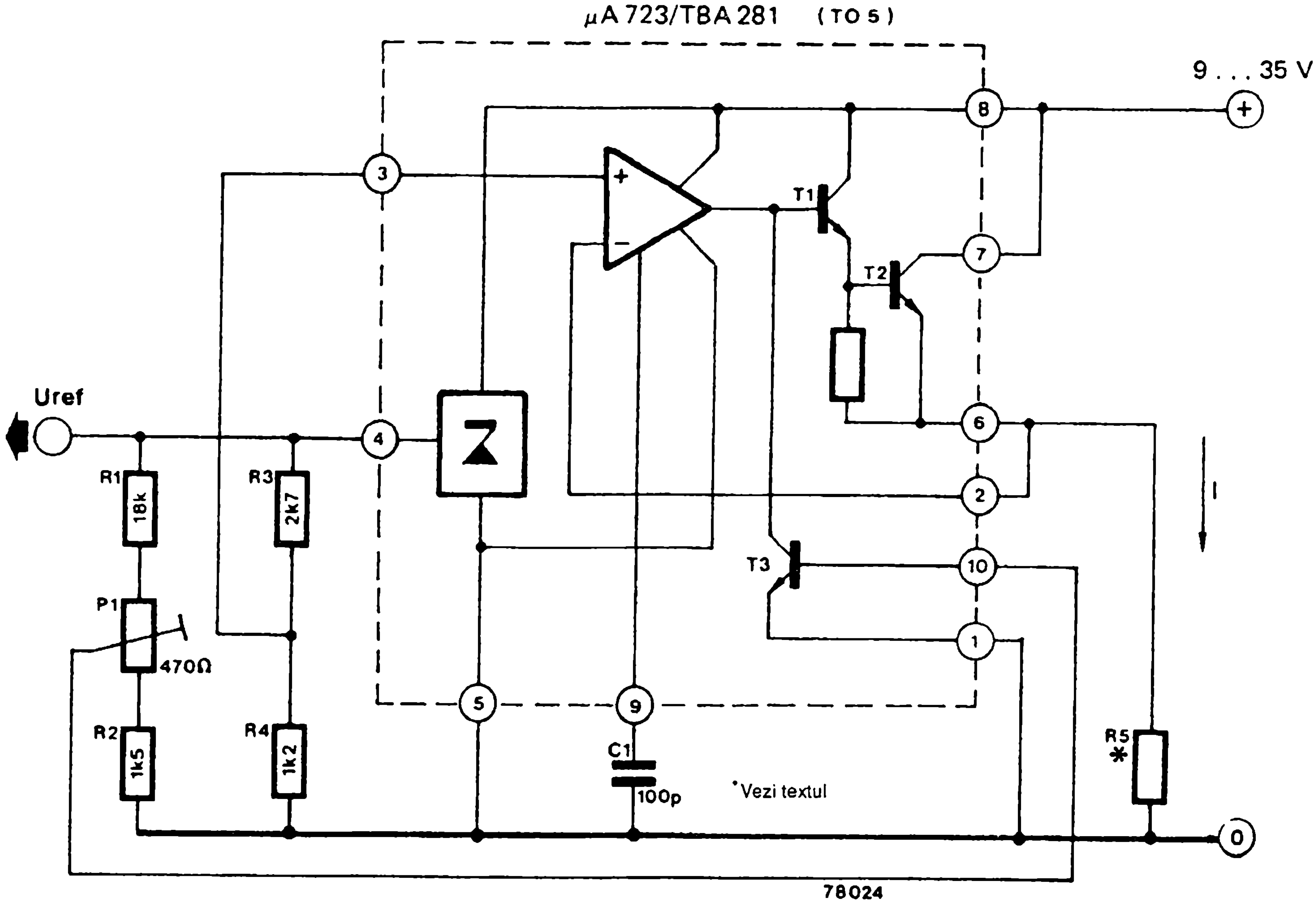
Până aici s-a presupus că starea logică a punctului testat rămâne constantă un timp mai îndelungat. Acest caz nu se întâlnește întotdeauna; adeseori se întâlnesc și semnale în formă de impuls sau succesiuni de impulsuri. Testerul, de cele mai multe ori în astfel de cazuri, nu furnizează nici o informație concludentă. Printr-o extindere simplă a testerului (vezi fig. 2) se poate câștiga claritate și în acest caz. Anexa constă dintr-un multivibrator monostabil care este triggerat printr-un eventual impuls disponibil în punctul test. LED-ul D6 luminează timp de circa 0,2 s pentru fiecare impuls; la o frecvență mai mare de 5 Hz, clipitul LED-ului se transformă într-o luminare continuă.

Punctele notate cu „pulse" în montajul testerului și în fig. 2 se leagă împreună.

(J. Borgman)

061 *Sursă de tensiune cu stabilitate mare la variații de temperatură*

Dependența de temperatură a tensiunii interne, stabile, de referință a circuitului integrat 723 (TBA 281) poate fi redusă și mai mult, printr-un artificiu. Amplificatorul diferențial lucrează împreună cu tranzistoarele T1 și T2 (pe T3 nu-l luăm în considerare) ca amplificator 1x. Intrarea neinversoare este legată cu tensiunea de referință printr-un divizor de tensiune, astfel încât prin R5 trece un curent constant I. Curentul I produce o cădere de tensiune pe tranzistoarele T1 și T2, astfel încât circuitul integrat se încălzește. Temperatura tranzistorului T3, care se găsește de asemenea pe cip, crește și ea.



Atunci când este atinsă o anumită temperatură, reglabilă cu P1, tensiunea bază-emitor a lui T3 scade într-o asemenea măsură, încât curentul din divizorul de tensiune cu P1 trece în baza lui T3. Curentul de colector al lui T3 crește prin aceasta și diminuează puterea transformată în căldură; creșterea suplimentară a temperaturii cipului este astfel compensată. Imediat ce echilibrul termic este stabilit, ne stă la dispoziție o tensiune de referință Uref de mare stabilitate. Reglajul se realizează astfel: înainte de conectarea tensiunii de alimentare, se rotește P1 astfel încât cursorul său să se găsească la R1. După câtva timp circuitul integrat s-a încălzit puțin. Acum P1 trebuie reglat astfel încât circuitul integrat abia mai poate fi atins (circa 60 ... 70°C). Din cauza inerției termice a sistemului, reglarea lui P1 poate fi realizată doar treptat prin introducerea unor pauze intermediare suficient de lungi.

Valoarea lui R2 trebuie dimensionată astfel încât să nu fie depășită temperatura admisibilă a circuitului integrat.

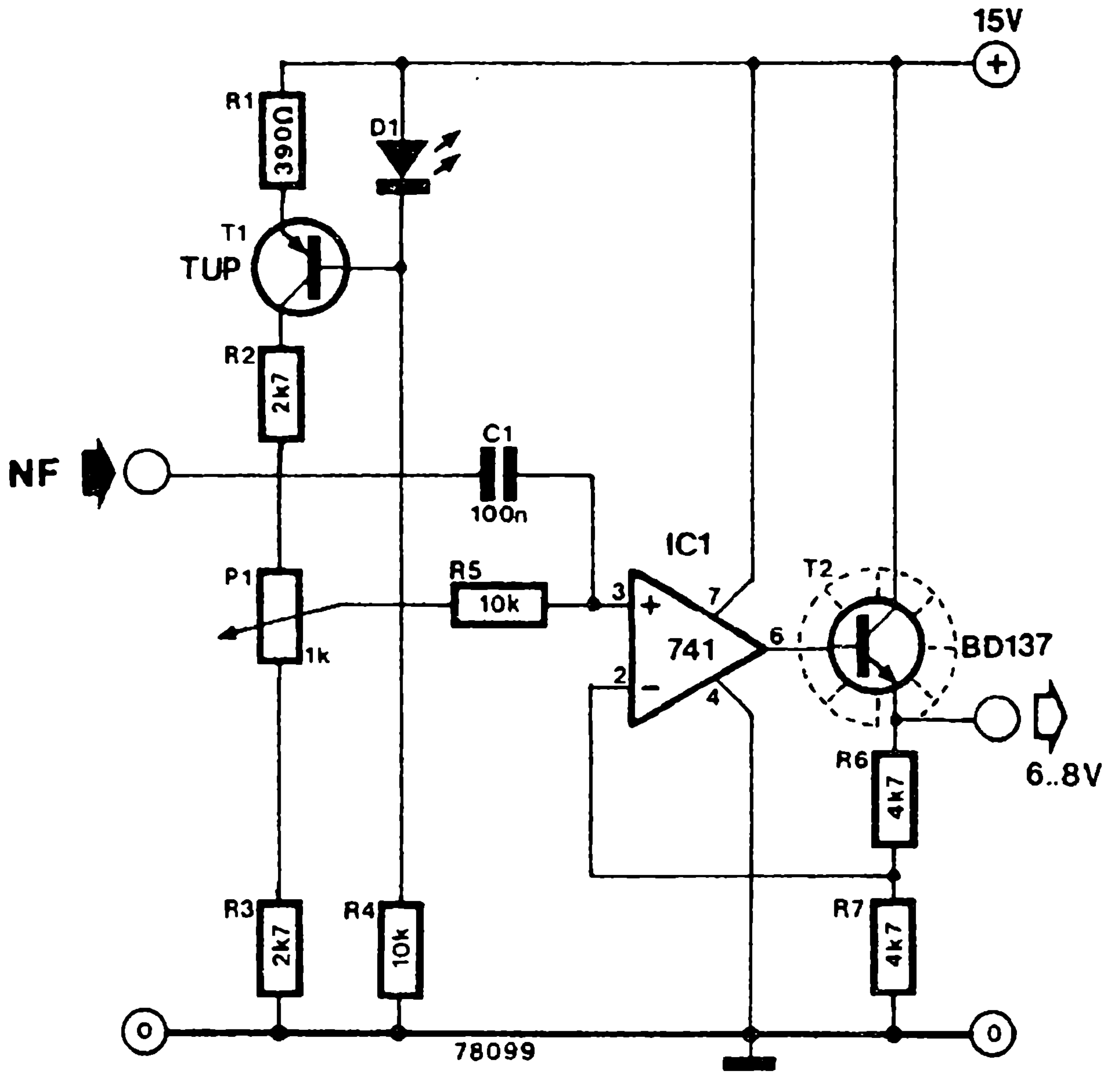
La o tensiune de alimentare între 9 și 15 V, valoarea lui R5 este de 33 Ω, între 15 V și 25 V de 68 Ω, iar între 25 V și 35 V, de 100 Ω.

062 *Alimentare modulabilă*

Alimentarea cu o tensiune de ieșire modulabilă este necesară pentru modularea AM a etajelor finale ale emițătoarelor, a emițătoarelor cu diode Gunn în domeniul gigahertilor și pentru alte aplicații de acest gen.

Această alimentare furnizează în stare de repaus o tensiune de ieșire ce poate fi reglată cu P1 între 6 și 8 V; atunci când este modulată, tensiunea de ieșire ia valori între circa 3 și 10 V. Domeniul de frecvență se întinde de la 200 Hz până la 30 kHz.

Fără sarcină externă, curentul absorbit de modulator este de circa 5 mA. Dacă tranzistorul T2 este răcit suficient, alimentarea furnizează un curent de 800 mA la o tensiune medie la ieșire de 6 V.



063 *Comandă pentru sintetizator de frecvențe*

Sintetizatoarele de frecvență, în instalațiile de emisie și de recepție sunt comutate de cele mai multe ori pe frecvența lor de ieșire prin comutatoare cu mai multe secțiuni. Deoarece asemenea comutatoare sunt destul de scumpe, s-a căutat o alternativă mai favorabilă ca preț.

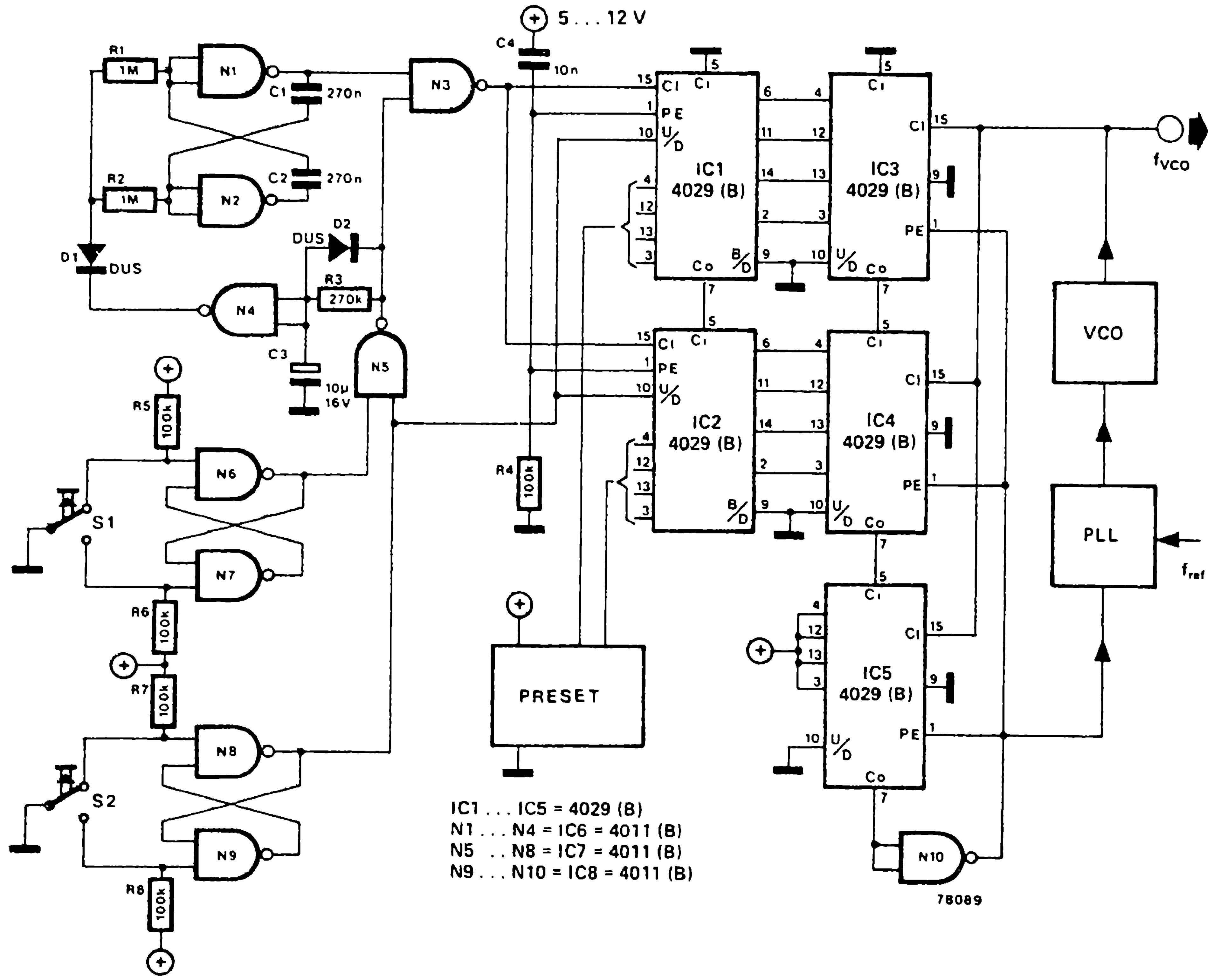
În sintetizatoarele de frecvență, o anumită frecvență fixă este împărțită printr-un factor întreg, reglabil.

Funcția divizorului de frecvență reglabil este preluată în acest montaj de numărătoarele reversibile IC3, IC4 și IC5; ele lucrează aici ca numărătoare zecimale. De fiecare dată când numărătoarele ajung la poziția zero, intrările lor activabile de presetare primesc un impuls; IC3 și IC4 sunt apoi setate pe poziție de alte două numărătoare (IC1 și IC2). Pozițiile numărătoarelor lui IC1 și IC2 pot fi modificate cu două taste exterioare. Cu S1 poziția numărătorului poate fi schimbată în sens crescător, iar cu S2 poate fi schimbată în sens descrescător. Prin apăsarea scurtă pe una din taste se schimbă poziția cu un pas. Dacă se apasă mai mult pe o tastă, atunci IC1 și IC2 parcurg succesiv toate pozițiile. Parcurgerea se face mai întâi mai încet, apoi mai repede.

Ambele multivibratoare RS, N6 ... N9, atenuează vibrația contactelor celor două taste S1 și S2. Dacă se acționează una din cele două taste, atunci ieșirea lui N5 trece în starea „1“ logic; la ieșirea lui N3 apar atunci impulsurile produse de oscilatorul dreptunghiular comandat în tensiune N1/N2. Oscilatorul primește tensiunea de comandă de la ieșirea porții N4. La aceasta, în stare de repaus, se găsește un „1“ logic; el devine „0“ logic atunci când una din taste rămâne apăsată un timp mai îndelungat și ca urmare C3 se poate încărca. Frecvența oscilatorului crește apoi, astfel încât pozițiile numărătoarelor se succed mai repede. Dioda D2 are rolul de a grăbi descărcarea condensatorului C3 după eliberarea tastei.

Numărătoarele IC1 și IC2 sunt presetate automat, pe o poziție selectată anterior, prin R4 și C, la conectarea tensiunii de alimentare.

Un sintetizator de frecvențe care lucrează cu acest montaj stă, din acest motiv, mereu pe o anumită poziție de start (începere); aceasta poate fi, de exemplu, situația la cele mai multe canale de apel utilizate.

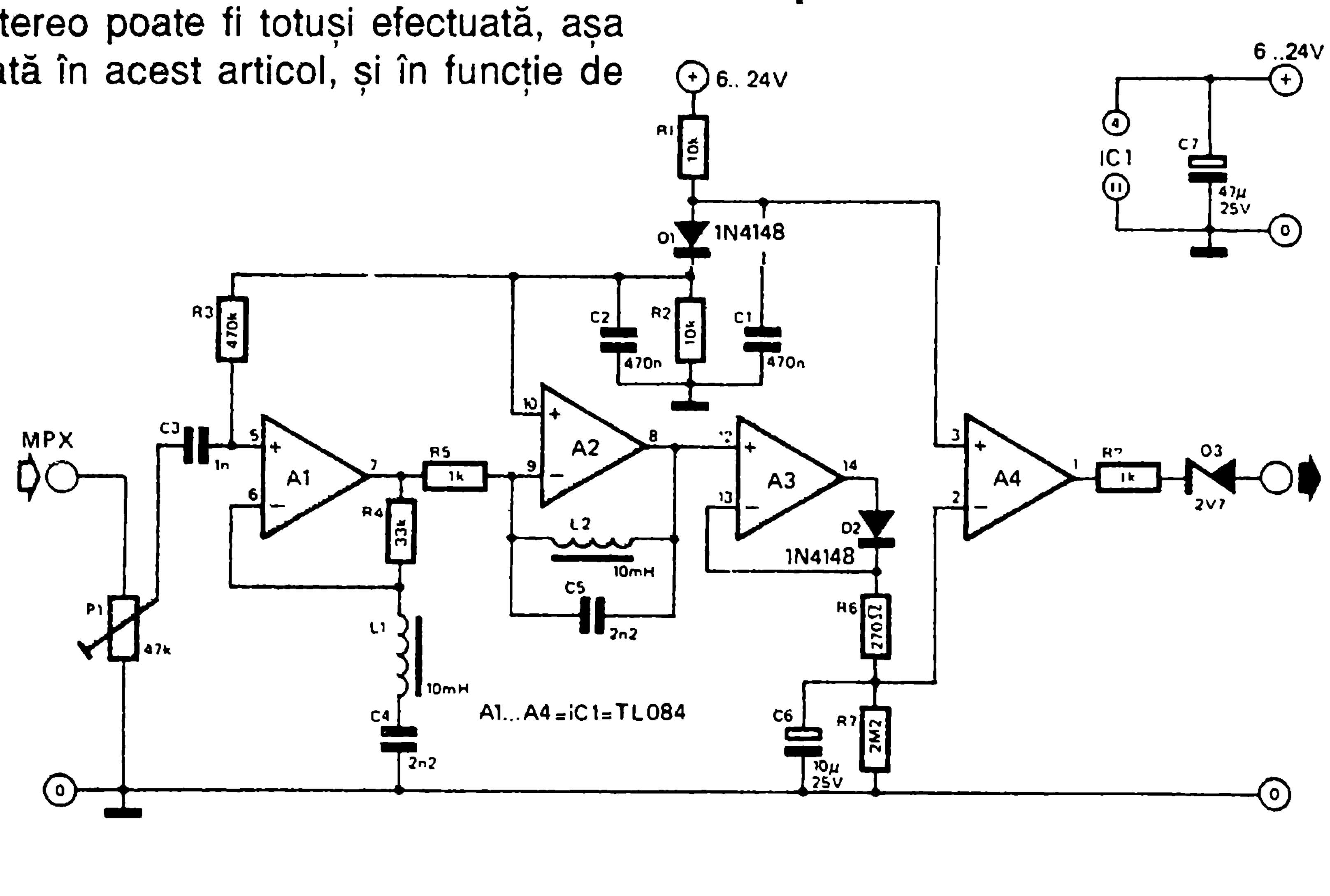


064 *Comutator automat mono/stereo*

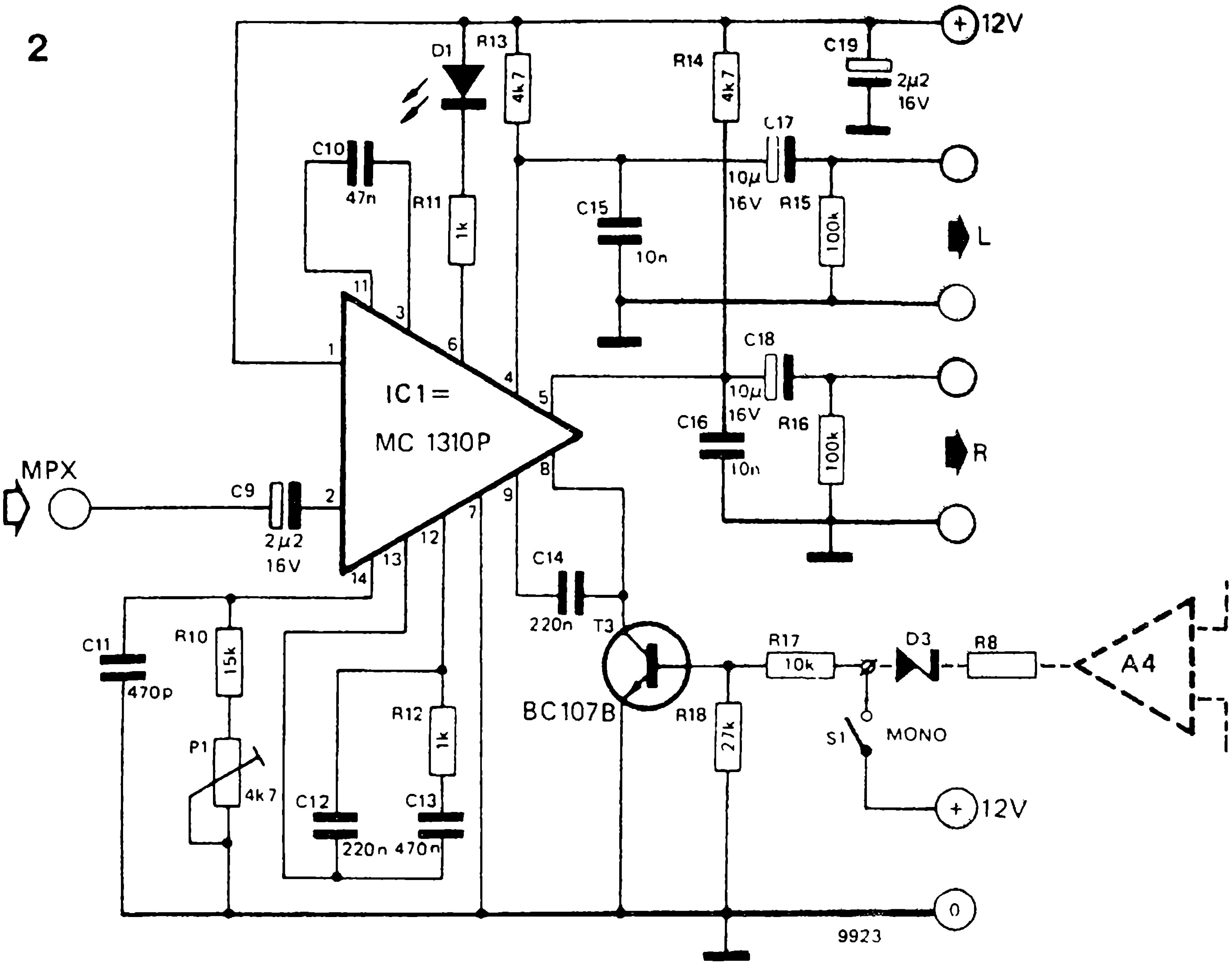
Un mare număr de stații UKW emit sunetul pilot stereo chiar și în timpul transmiterii emisiunilor mono. Conectarea și deconectarea decodorului stereo poate fi totuși efectuată, așa cum se arată în acest articol, și în funcție de alte criterii.

Fig. 1 Montajul comutatorului mono/stereo automat; el lucrează independent de sunetul pilot.

1



2

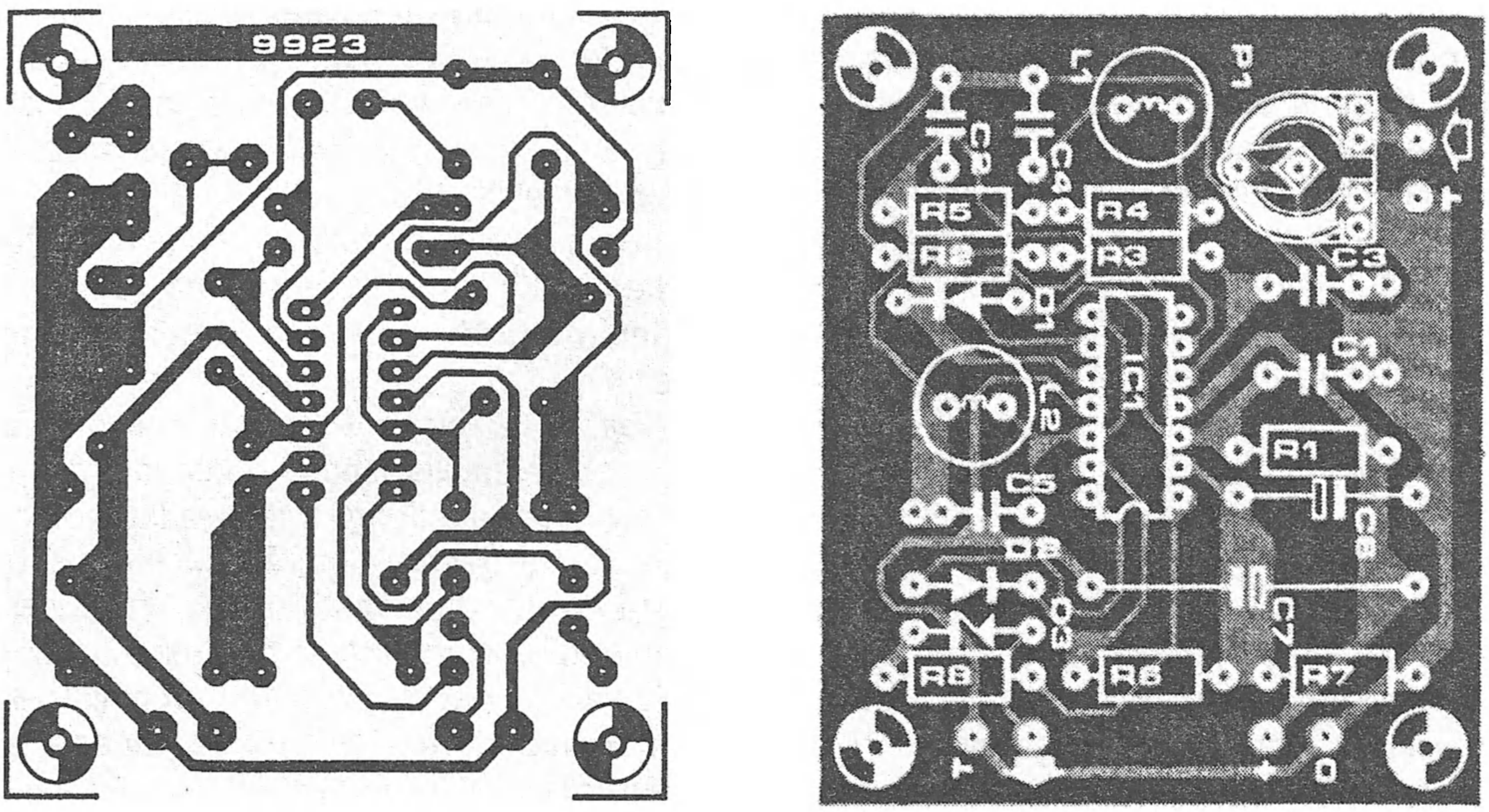


Prietenii HiFi-ului vor observa repede când indicatorul stereo, la acordarea pe un post de emisie suficient de puternic, luminează fără întrerupere și independent de programul în curs. Aceasta se datorează faptului că respectivul post emite continuu, pe baza simplificării funcționării emițătorului, un sunet pilot de 19 kHz,

Fig. 2 Combinarea montajului din fig. 1 cu decodorul stereo nu pune probleme.

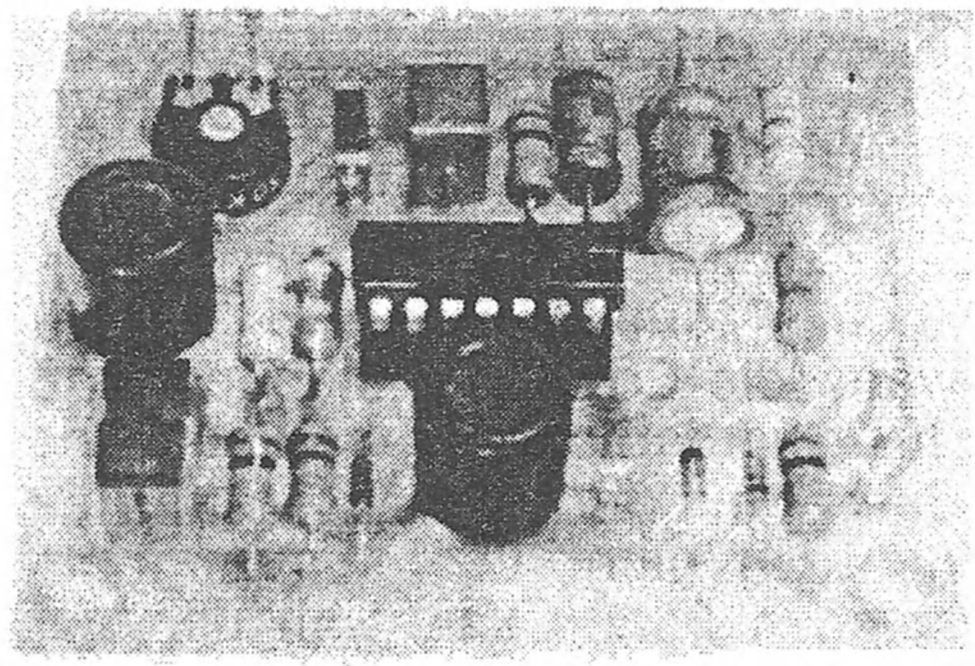
Fig. 3 Placa de circuit și modul de amplasare a componentelor pentru montajul din fig. 1.

3



Lista de componente pentru montajele 1 și 3

Rezistențe	C4, C5 = 2n2
R1, R2 = 10 k	C6 = 10 μ/25 V
R3 = 470 k	C7 = 47 μ/25V
R4 = 33 k	
R5 = 1 k	**Semiconductoare**
R6 = 270 Ω	IC1 = TL084(Texas)
R7 = 2M2	D1, D2 = 1N4148
R8 = 1 k	D3 = ZD 2V7
Condensatoare	**Diverse**
C1, C2 = 470 n	P1 = 47 k semireglabil
C3 = 1 n	L1, L2 = 10 mH



indiferent dacă se transmite în acel moment în stereo sau în mono. Lămpile indicatoare ale tunerului nu mai fac posibilă atunci nici deosebirea emisiunilor mono de cele stereo și nici recunoașterea emisiunilor stereo. Acest fenomen trebuie să fie privit ca fiind puțin îmbucurător din punctul de vedere al ascultătorilor de emisiuni radio deoarece, ca urmare a emisiei neîntrerupte a semnalului pilot, decodorul stereo rămâne și el conectat continuu. El poate fi redeconectat manual la cele mai multe tunere, dar acest lucru implică un anume disconfort. Deoarece emisiunile mono și stereo nu pot fi deosebite între ele decât prin auz, în lipsa unui indicator independent de sunetul pilot decodorul stereo rămâne cuplat aproape întotdeauna și la emisiunile mono; urmarea este că emisiunile mono sunt ascultate cu zgomot stereo!

Pentru a scăpa de problema descrisă mai sus, putem utiliza comutatorul automat mono/stereo descris aici. El poate fi combinat cu aproape orice decodor stereo și-și poate găsi locul, datorită dimensiunilor sale reduse, în carcasa oricărui tuner. Montajul preia sarcina automatului mono/stereo de până acum; el pune în funcție decodorul stereo doar atunci când într-adevăr este recepționată o emisiune stereo. La emisiunile mono, indiferent dacă sunt sau nu însoțite de sunetul pilot, decodorul rămâne deconectat.

Montajul

Fig. 1 prezintă montajul comutatorului automat mono/stereo independent de sunetul pilot; sunt suficiente un circuit integrat și câteva elemente constructive pasive. Montajul constă dintr-un amplificator selectiv (A1, A2), un detector de modulație (A3) și un amplificator de curent continuu (A4). Amplificatorul selectiv separă din domeniul de JF o anumită componentă, a cărei prezență este un indiciu clar de existență a unui semnal stereo multiplexat. Cu detectorul de modulație, din această componentă a semnalului, se obține o tensiune continuă care, după o amplificare suficientă, servește la deconectarea decodorului stereo.

Amplificatorul selectiv construit cu A1 și A2 este acordat fix, prin L1 și C4 și prin L2 și C5, pe o bandă de frecvență a cărei frecvență mijlocie este de 35 kHz. Acest domeniu aparține așa-zisei benzi S (23 ... 38 kHz) a semnalului stereo multiplexat. Atunci când într-adevăr sunt disponibile părți din semnal în acest domeniu, acestea sunt amplificate de A1 și A2 și detectate de A3; ele ajung în cele din urmă ca tensiune continuă la intrarea inversoare a lui A4. Această tensiune continuă depășește tensiunea existentă la intrarea neinversoare, astfel încât tensiunea de ieșire a lui A4 scade aproximativ la zero volți. Dacă, din contră, este recepționat un semnal mono, atunci lipsesc părțile de semnal din domeniul de 35 kHz. Tensiunea la intrarea inversoare a lui A4 este mai mică decât tensiunea la intrarea neinversoare; la ieșirea lui A4 avem ca urmare o tensiune înaltă.

Din fig. 2 reiese felul cum tensiunea de ieșire a montajului poate comanda decodorul stereo. În această fig. a fost redat încă o dată cunoscutul decodor stereo cu MC 1310P; în afară de acesta a fost desenat modul în care comutatorul mono/stereo automat din fig. 1 trebuie să fie legat cu decodorul. Comutatorul manual mono/stereo S1 nu este necesar să fie înlăturat.

Construcția

Pentru A1 ... A4 au fost utilizate amplificatoare operaționale FET; toate patru sunt amplasate în aceeași capsulă de circuit integrat. Prin aceasta, dimensiunile plăcii proiectate pentru montaj (vezi fig. 3) rămân reduse. Un loc pentru placa echipată poate fi găsit, probabil, în orice tuner FM.

Cu P1 se stabilește sensibilitatea la intrarea comutatorului automat în așa fel încât decodorul este conectat imediat la începerea unei transmisiuni stereo și este deconectat la circa 20 secunde după terminarea ei. Pentru a regla corect potențiometrul P1, cel mai bine este ca acordul să se facă pe o stație care să poată fi recepționată cu intensitatea mijlocie a câmpului. La o sensibilitate reglată prea mică, decodorul rămâne deconectat datorită zgomotului. Poziția corectă a lui P1 se găsește la mijloc și poate fi găsită fără nici o dificultate.

Tensiunea semnalului la intrarea comutatorului poate măsura între 4 mVef și circa 100 mVef. Timpul de reacție este foarte scurt, de circa 2,7 ms; timpul de deconectare a fost ales intenționat mai lung, de circa 20 secunde.

Deoarece tensiunea de alimentare a montajului nu este critică (ea poate fi cuprinsă între 6 V și 24 V), ea poate fi ușor preluată de la tuner. Curentul absorbit măsoară circa 6 mA la o tensiune de alimentare de 12 V.

065 *Servo-inversor*

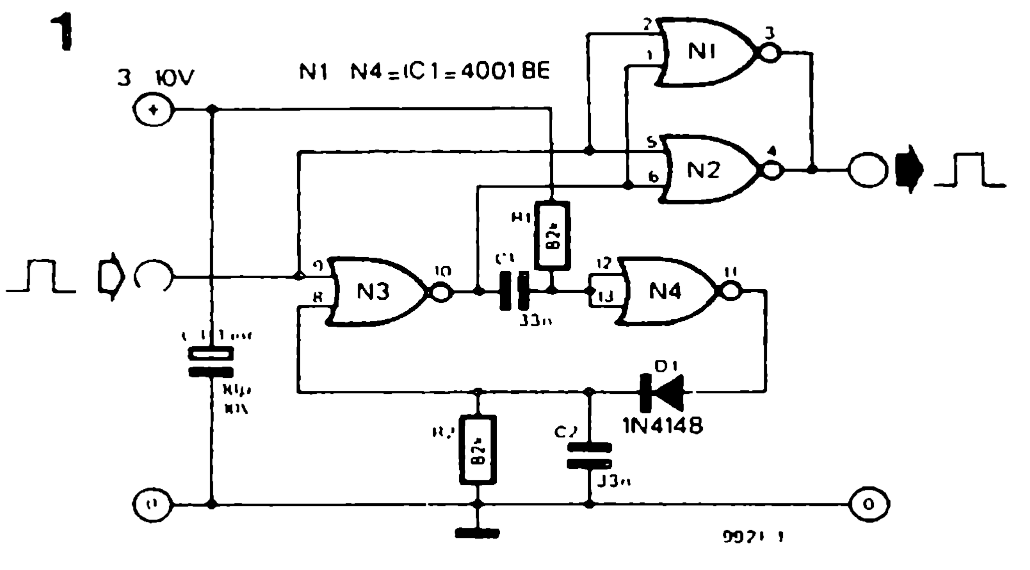
Fiecărui constructor de modele i s-a întâmplat măcar o dată ca amplasarea servo-mecanismului să nu corespundă cu direcția de rotire necesară. În acest caz poate fi de ajutor montajul descris aici.

Un servo-mecanism ar trebui amplasat, după posibilități, astfel încât bara de comandă (direcția) sau cablul Bowden să fie drepte și să se miște fără a flamba (a se îndoi). O dirijare a manetei de comandă spre dreapta ar trebui să aibă ca urmare o mișcare a modelului spre dreapta. Ambele condiții sunt, în multe cazuri, greu de îndeplinit concomitent. Trebuie realizată o manetă de comandă de o construcție complicată sau este necesară o intervenție în micul și nemanevrabilul servo-inversor; conexiunile motorului și ale potențiometrului nu trebuie lipite, în acest caz. Atât bara complicată cât și intervenția în electronica servo-inversorului nu sunt soluțiile ideale. O rezolvare a acestei probleme este un servo-inversor amplasat între receptor și servo-mecanism. Instalațiile de telecomandă suprapun informația, în cele mai multe cazuri, prin așa-zisa modulație a impulsurilor în durată. Impulsul demodulat aplicat servo-inversorului pentru aducere în poziție neutră are în general o durată de 1,5 ms. Celor două poziții limită opuse le corespunde o du-

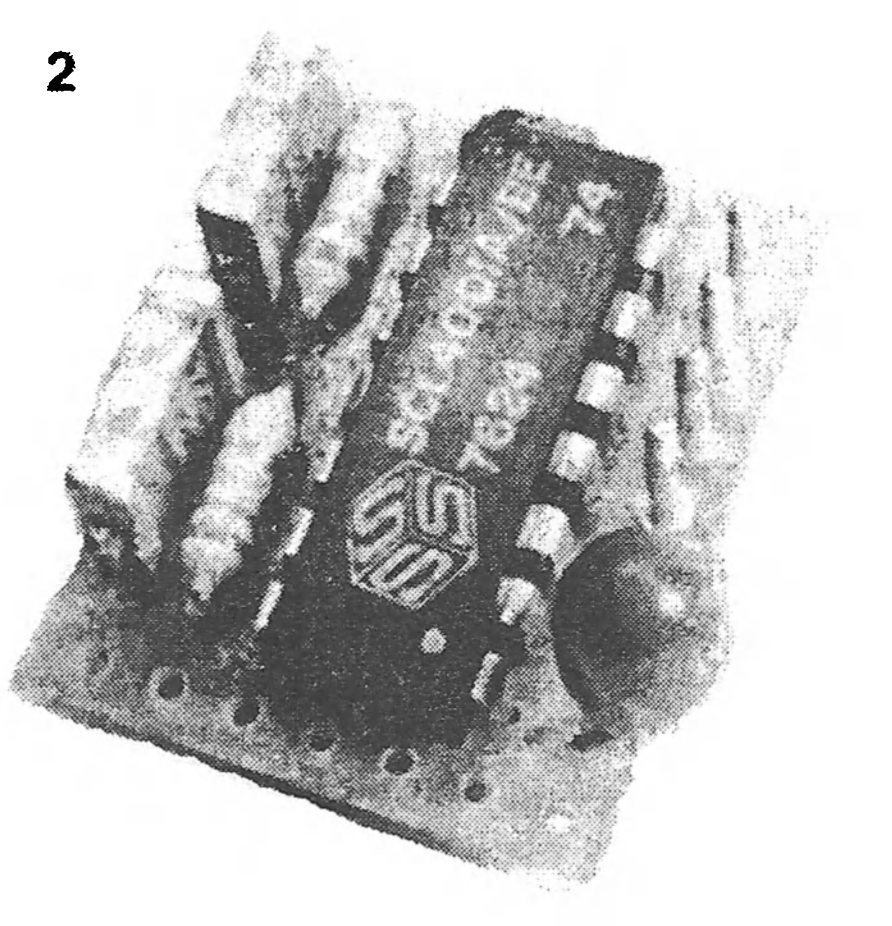
Fig. 1. Montajul servo-inversorului

Fig. 2. Construit pe o placă raster cu găuri, montajul ocupă o suprafață de numai câțiva centimetri pătrați.

1



2



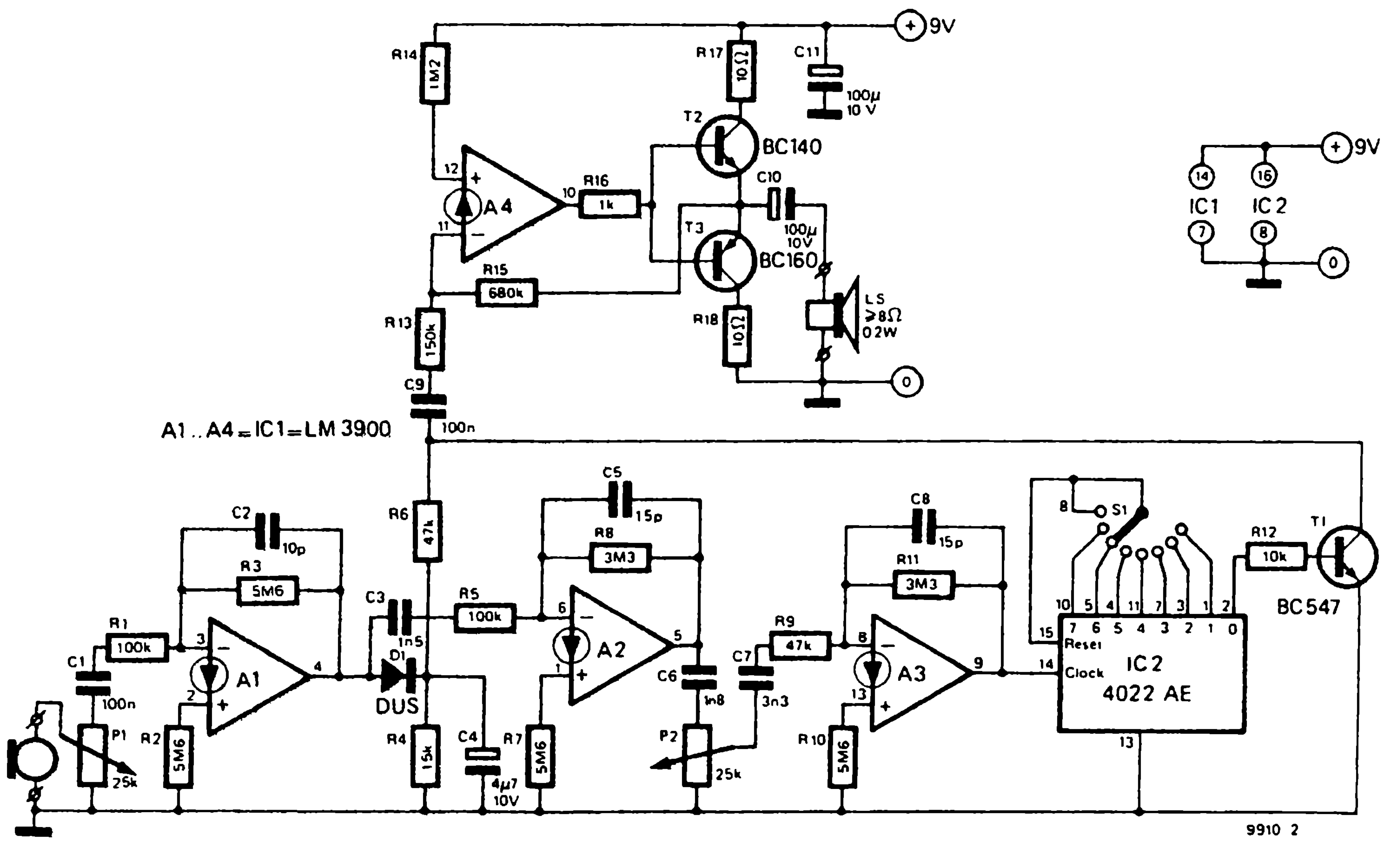
rată a impulsului de 1 ms, respectiv 2 ms. Dacă direcția de rotire a servo-mecanismului trebuie inversată pe cale electronică, atunci un impuls de 1 ms la intrarea servo-inversorului are ca urmare apariția unui impuls de 2 ms la ieșire, iar un impuls de 2 ms la intrare are ca urmare apariția unui impuls de 1 ms la ieșire. În poziția neutră se menține durata de 1,5 ms a impulsului. Acest comportament se obține atunci când se scade impulsul furnizat de receptor dintr-un impuls de referință de 3 ms. Această corelație poate fi ușor recunoscută prin durata impulsurilor pentru pozițiile extreme. Dacă se scade impulsul de intrare cu o durată de 1 ms din 3 ms, rezultă 2 ms, deci o durată a impulsului ce corespunde celeilalte poziții extreme. Un impuls de 2 ms la intrare produce un impuls la ieșire de 1 ms, corespunzând poziției extreme opuse. Diferența dintre lățimea impulsului de referință și lățimea impulsului corespunzător poziției neutre dă din nou durata impulsului pentru poziția neutră.

066 *Fluitron*

Electronica permite, muzicienilor dornici să experimenteze, o multitudine de posibilități de creație; de exemplu, există nenumărate variante de aparate generatoare de efecte sonore. Este adevărat, aparatele electronice utilizabile în muzică își au „prețul" lor: stăpânirea claviaturii sau a chitarei este de cele mai multe ori inaccesibilă. Fluitronul prezentat de Elektor satisface numai cerințele mai modeste în acest domeniu, dar nu ridică nici una din pretențiile expuse mai sus.

Fluitronul pretinde utilizatorului său doar o singură deprindere: fluieratul din buze. Succesiunea de fluierături este transformată de fluitron într-un semnal cu o evoluție a amplitudinii aproximativ egală, dar totuși de o frecvență sensibil mai redusă. Cu alte cuvinte: fluitronul coboară înălțimea sunetului în timp ce dinamica lui este păstrată.

Montajul fluitronului este dat mai jos. Ca senzor poate servi un microfon cu cristal de cel mai simplu tip sau un aparat auditiv cu cristal. Semnalul fluierat, cu o formă aproape sinusoidală, este amplificat de 56 de ori de amplificatorul operațional A1. După redresarea prin dioda D1 și filtrarea cu condensatorul electrolitic C4, rezultă o tensiune continuă a cărei



mărime este proporțională cu amplitudinea semnalului de intrare. În plus, semnalul fluierat este amplificat în continuare de amplificatoarele operaționale A2 și A3, astfel încât (în funcție de reglajul potențiometrului P2) acesta ia o formă dreptunghiulară până la ieșirea lui A3.

Semnalul dreptunghiular comandă intrarea de tact a unui numărător CMOS - 8 cu ieșiri decodate de tipul 4022 AE (IC2). La acest numărător, ieșirile 0 ... 7 devin succesiv „1" logic; ieșirea corespunzătoare rămâne în această stare până la următorul front pozitiv al semnalului de tact. Un „1" la intrarea reset aduce numărătorul în poziția zero. Circuitul integrat este conectat în așa fel încât el se resetează singur. Poziția numărătorului la care are loc resetarea depinde de poziția comutatorului S1. În acest mod rezultă un divizor de frecvență cu factor de divizare la alegere între 1 și 8, la care, de exemplu, semnalul preluat la ieșirea 0 este „1" logic doar în timpul fiecărei a opta perioade de tact. Tranzistorul T1, care amplifică semnalul primit, își obține tensiunea de colector prin rezistența R6 de la condensatorul electrolitic C4; ea depinde de amplitudinea semnalului de intrare. La intrarea inversoare a amplificatorului operațional A4 ajunge prin urmare un semnal a cărui amplitudine este proporțională cu intensitatea semnalului de intrare; frecvența este totuși mai joasă de un număr de ori. Acest semnal este făcut audibil într-un difuzor printr-un etaj final; intensitatea sunetului poate fi reglată aici cu P1, iar sensibilitatea cu P2.

Utilizarea

Sunetul fluitronului prezintă un pronunțat caracter experimental. Pentru a realiza cu el un spectacol suportabil sau chiar melodios, sunt necesare, în cele mai multe cazuri, mai întâi niște exerciții de fluierat. În special corespondența sunetului original cu sunetul produs de fluitron poate suprasolicita, la amplificări mai mari, urechile ascultătorilor mai sensibili.

Pe de altă parte, pot fi obținute melodii (armonii suportabile) fară o strădanie prea mare. Ca semnale de intrare nu sunt utilizabile doar fluierăturile ci și sunetele de flaut. Deoarece frecvența semnalului de ieșire este continuu egală sau mai mică decât frecvența semnalului de intrare (cu maximum trei octave), semnalul de intrare nu trebuie să aibă frecvențe prea joase; în caz contrar, sunetele fluitronului degenerează în trosnete și brumuri mai puțin muzicale. De mare efect este de exemplu conectarea la o chitară electrică. Dacă poziția comutatorului este pe 2, 4 sau 8, atunci fluitronul lucrează ca un factor de distorsiune, efect numit de chitariști „octavider" (divizor de octave). Pentru a nu fi luați în nume de rău, ar trebui să ne ferim de sunetele polifonice prea entuziaste, cum ar fi de exemplu acordurile de septimă largi.

(P. J. Tyrrell)

067 *Compararea tensiunilor cu osciloscopul*

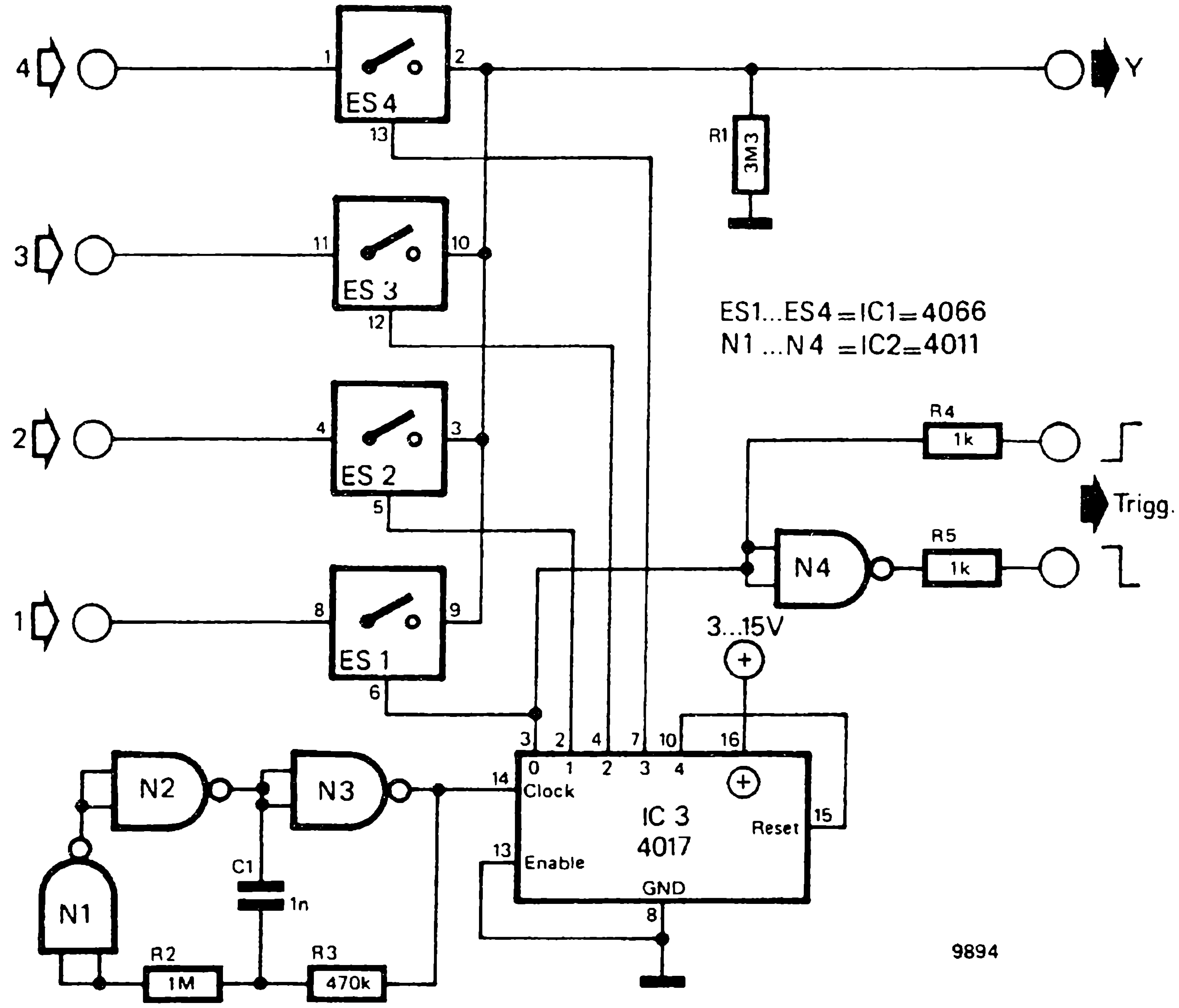
Montajul permite compararea directă, vizuală, cu ajutorul osciloscopului, a diferitelor tensiuni; valorile individuale ale tensiunilor sunt prezentate alăturat pe ecranul osciloscopului, și nu una suprapusă peste cealaltă.

La testarea anumitor montaje și la căutarea defectelor, compararea directă a valorilor mai importante de tensiune este de multe ori revelatoare. Dacă aceste tensiuni sunt prezentate una lângă alta pe ecranul unui osciloscop, atunci pot fi recunoscute mult mai ușor corelațiile existente între ele, decât la măsurarea cu mai multe voltmetre sau cu un osciloscop cu mai multe canale.

Vizualizarea valorilor mai multor tensiuni este posibilă cu un montaj simplu, amplasat în față, și un osciloscop oarecare cu un singur canal, în măsura în care acesta poate fi triggerat sau sincronizat din exterior. Din montajul redat în fig. 1 se poate vedea că sunt necesare doar trei circuite integrate, cinci rezistențe și un condensator pentru a obține în total patru valori diferite de tensiune, alăturate pe ecran. Comparatorul de tensiune lucrează astfel:

Multivibratorul astabil construit cu N1, N2 și N3 comandă un numărător de tipul 4017 (IC3); acesta numără continuu de la 0 la 3, deoarece ieșirea 4 este legată cu intrarea reset. Semna-

1



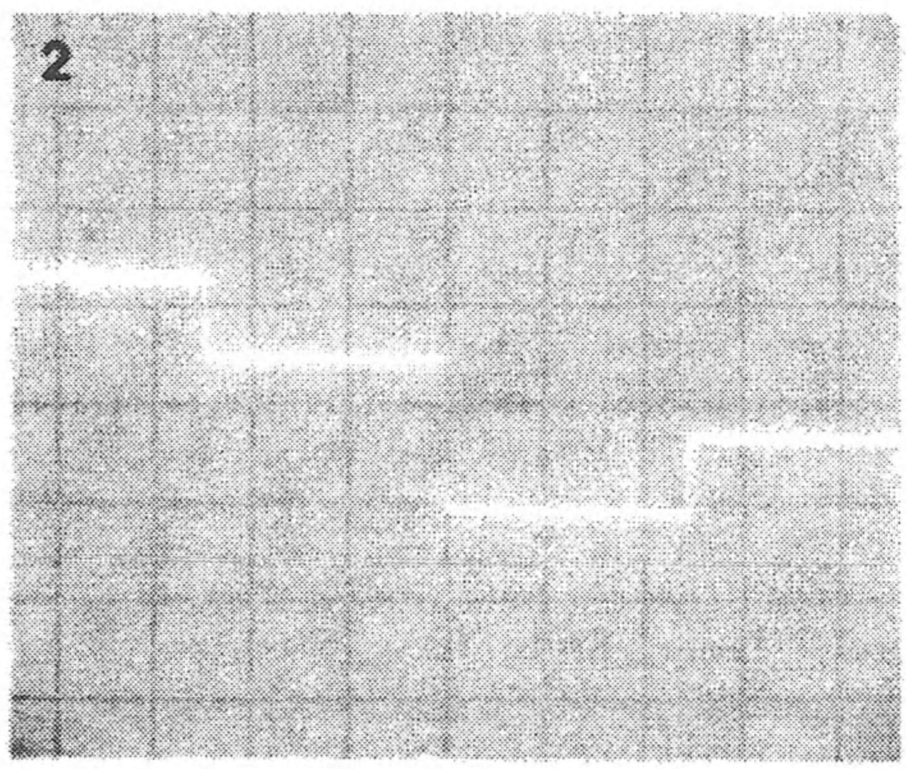


Fig. 1 Montajul comparatorului de tensiune

Fig. 2 Atunci când la intrări există patru tensiuni continue, pe ecran poate să apară o asemenea figură. Valorile tensiunilor de la canalele 1 ... 4 apar succesiv de la stânga la dreapta.

lele de ieșire ale numărătorului servesc la închiderea succesivă a celor 4 comutatoare electronice ce se găsesc în circuitul integrat IC1 (4066).

Semnalele, care se găsesc la intrările 1 ... 4, sunt conduse succesiv la intrarea Y a osciloscopului. Ieșirea 0 a numărătorului furnizează și semnalul trigger pentru osciloscop; poarta N4 inversează acest semnal, astfel încât deviația orizontală poate fi triggerată la alegere prin impulsuri pozitive sau negative.

Tensiunea de alimentare, care poate fi cuprinsă între 3 ... 15 V, este preluată din montajul de testat. Curentul absorbit este mai mic de 5 mA. La intrări pot exista atât semnale digitale cât și analogice; valorile de vârf ale tensiunilor de intrare nu trebuie totuși să depășească tensiunile de alimentare. Prin adăugarea unui circuit integrat suplimentar, de tipul 4066, montajul poate fi extins ușor la opt canale; în locul ieșirii 4 a numărătorului, de data aceasta se leagă ieșirea 8 cu intrarea reset.

(H. Spenn)

068 Tester pentru diode Zener

Cu acest montaj și cu un aparat de măsură universal, poate fi determinată cu suficientă precizie tensiunea de prag a unei diode Zener necunoscute.

Cele mai multe diode Zener sunt prevăzute de producător cu o inscripție din care reiese direct tensiunea Zener. Din păcate, unii producători utilizează coduri care nu au legătură evidentă cu tensiunea Zener. Atunci când, într-un asemenea caz, nu dispunem de catalogul corespunzător, inscripția nu ne folosește la nimic și nu ne rămâne altceva de făcut decât să măsurăm tensiunea Zener.

Pentru o măsurare estimativă este suficientă o sursă de tensiune continuă, o rezistență și un aparat de măsură; precizia unei astfel de măsurări lasă de dorit.

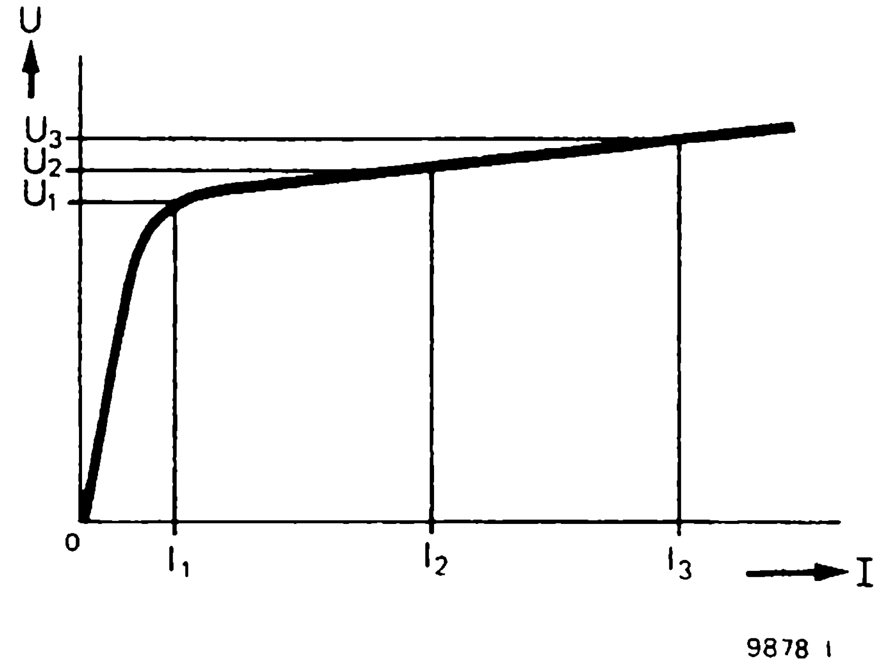
Figura 1 arată caracteristica tensiune - curent a unei diode Zener, care este tipică pentru aproape toate exemplarele. Se poate vedea aici clar felul în care tensiunea Zener depinde de curentul Zener. Tensiunile date în cataloage se referă de cele mai multe ori la un curent de 5 sau 10 mA. Un tester Zener trebuie, de aceea, să furnizeze un curent constant de circa 5 sau 10 mA. Metoda de măsurare menționată, cu sursă de curent continuu și rezistență, apare astfel ca inadecvată, deoarece în acest caz curentul Zener nu este independent de tensiunea Zener.

Rezultate mult mai sigure se obțin cu montajul din fig. 2; el furnizează diferiți curenți constanți care pot fi utilizați, la alegere, la măsurarea diodelor Zener.

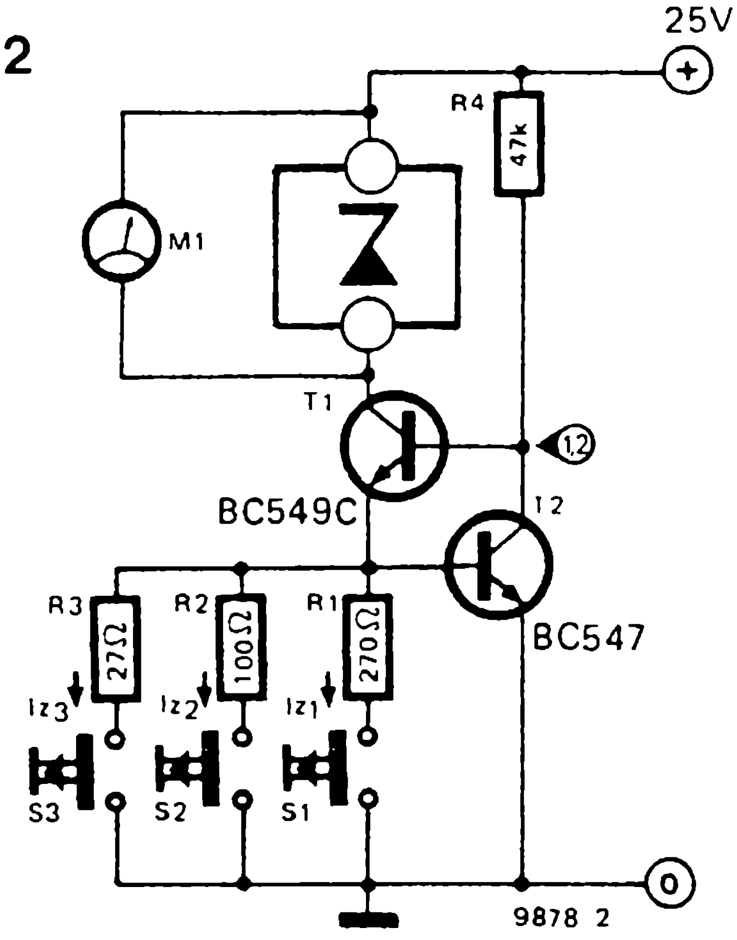
Fig. 1. Caracteristica tensiune - curent tipică a unei diode Zener. Se poate vedea clar cum, la diferiți curenți Zener, sunt măsurate și diferite tensiuni Zener. Tensiunile Zener date de producători se referă de cele mai multe ori la un curent de 5 sau 10 mA.

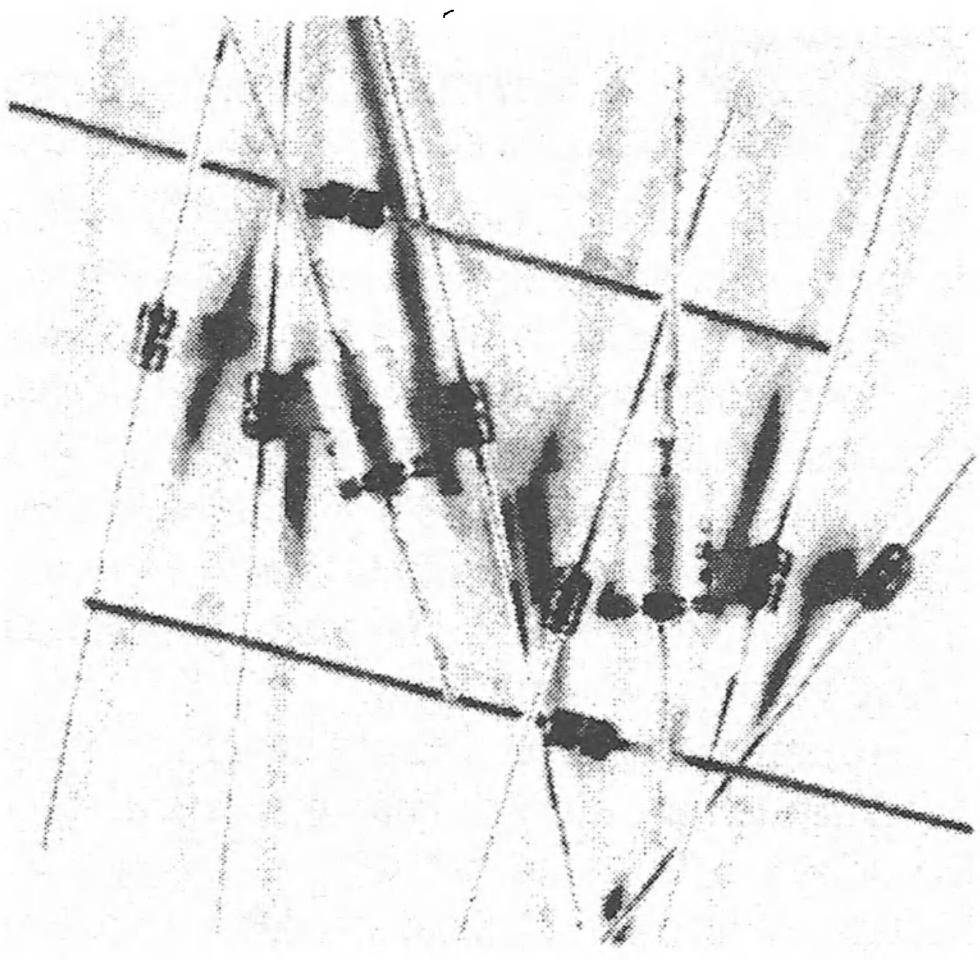
Fig. 2 Montajul testerului Zener, ce constă în principiu dintr-o sursă de curent constant. Din diferitele valori măsurate se pot trage concluzii despre alura caracteristicii diodei Zener.

1



2





Dacă, de exemplu, se închide contactul S1, atunci prin R1, T1 și dioda Zener circulă un curent. Baza lui T1 se găsește conectată la tensiunea de alimentare prin R4, astfel încât acest tranzistor conduce. Pe rezistența R1 poate cădea o tensiune de cel mult 0,6 V, în caz contrar tranzistorul T2 va conduce. Cel mai mare curent care trece prin R4, în acest caz, provoacă o cădere de tensiune la baza lui T1 și, prin aceasta, o scădere a curentului prin dioda Zener și prin R1. Invers, o cădere de tensiune mai mică pe R1 provoacă o creștere a tensiunii bazei lui T1 și, cu aceasta, o creștere a curentului care circulă prin R1 și dioda Zener. Tensiunea pe R1 crește, astfel, din nou.

Curentul Zener este egal cu raportul dintre tensiunea bază-emitor a lui T2 și valoarea rezistenței R1. Rezistențele R2 și R3 (sau o combinație între R1, R2 și R3) pot fi conectate în locul lui R1 cu butoanele S2 și S3, astfel încât prin dioda Zener circulă diferiți curenți constanți. Cu dimensionarea dată și cu o tensiune de alimentare de 25 V, la acționarea butoanelor S1, S2 și S3, curentul prin dioda Zener ia aproximativ valorile: 2,2 mA, 6 mA și 22 mA.

Tensiunea Zener poate fi citită la un voltmetru de curent continuu (M1) care este conectat în paralel cu dioda Zener.

Prin măsurarea diferiților curenți se obține o serie de valori ale caracteristicii diodei Zener, astfel încât se poate aprecia în mod aproximativ alura ei. În tabel sunt date valorile calculate ale curentului Zener la apăsarea diferitelor butoane. Deoarece rezistențele, cât și tranzistoarele, prezintă abateri de la valorile nominale, în practică nu poate fi evitată o toleranță a curentului măsurat de circa ±10%. În cele mai multe cazuri, această precizie este suficientă. Deoarece tensiunea de alimentare este de 25 V, cea mai înaltă tensiune Zener măsurabilă este de 22 V. O ondulație mai redusă a tensiunii de alimentare nu deranjează; de aceea, pentru alimentare sunt suficiente un transformator de 18 V, un redresor în punte și un condensator de filtrare (de exemplu 470 μ).

Valorile calculate ale curenților Zener la acționarea butoanelor S1 ... S3 (vezi fig. 2). În practică, din cauza abaterilor de la valoarea nominală a elementelor constructive și a influențelor temperaturii, precizia de măsurare poate varia între ±10%.

Tabelul 1

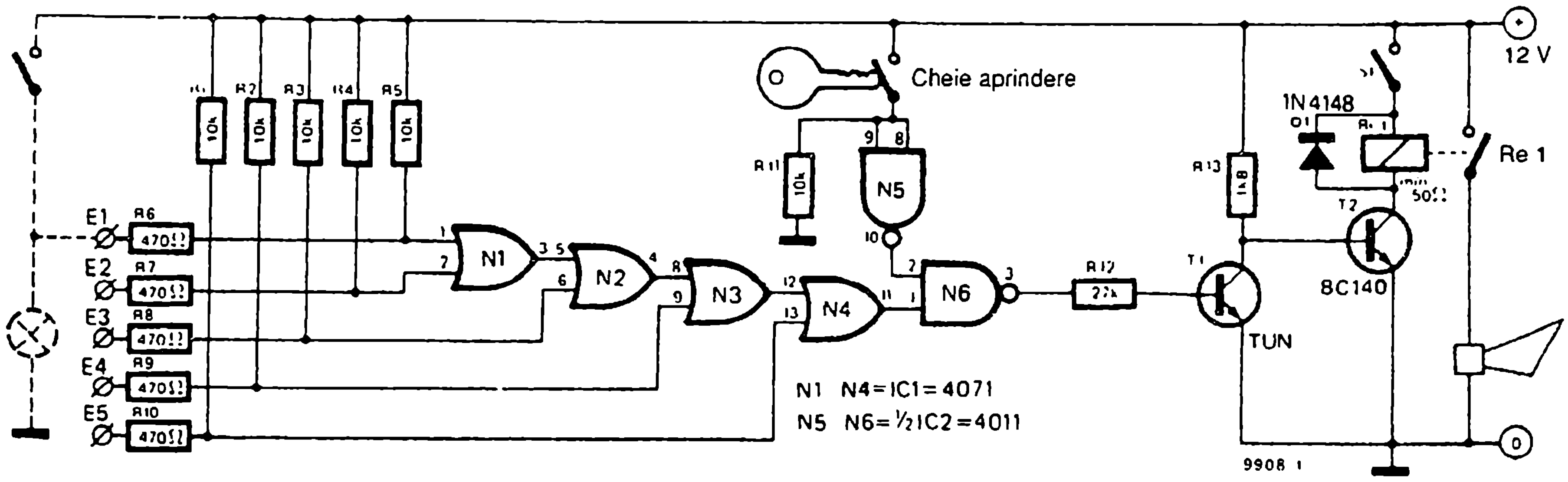
Buton	U_b	I_z
S1	25 V	2,22 mA
S2	25 V	6 mA
S3	25 V	22,2 mA
S1 + S2	25 V	8,2 mA
S1 + S3	25 V	24,4 mA
S2 + S3	25 V	28,2 mA
S1 + S2 + S3	25 V	30 mA

069 *Alarmă la demontarea autovehiculelor*

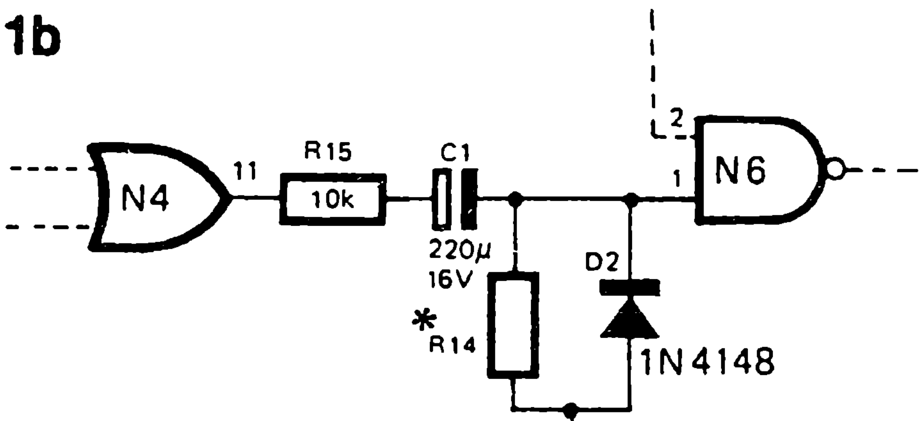
Cel care, până acum, a trebuit să se abțină de la cumpărarea unor accesorii utile cum ar fi faruri suplimentare, faruri de ceață, faruri pentru mersul înapoi, deoarece locul său de parcare este în aer liber și trebuie să se mulțumească doar cu o lanternă de garare, altminteri atacul spărgătorilor ar fi, datorită acestor accesorii, încurajat într-o măsură mai mare, găsește aici o rezolvare a problemei sale.

Rezistența la rece a lămpilor cu incandescență din farurile suplimentare este foarte mică. De aceea, atâta timp cât farurile nu sunt conectate, intrările E1 ... E5 ale instalației de alarmă sunt puse la masă. Aceasta este similar cu existența unui „0" logic la intrarea porții SAU; ieșirea lui N4 este de asemenea „0". Intrările E neutilizate trebuie puse la masă. Dacă autoturismul este parcat la marginea străzii, atunci, ca urmare a contactului cu cheie „deschis", la intrările lui N5 se găsește un „0" logic. În această stare gata de alarmă, ieșirea lui N5, ca și ieșirea lui N6 sunt în starea „1" logic. Tranzistorul T1 conduce, în timp ce T2 se blochează; releul nu este alimentat, astfel încât hupa tace. Imediat ce, printr-o manipulare nepermisă a farurilor, una din legăturile E1 ... E5, prin lampa

1



1b



*Stabilit experimental (cca 270 k)

cu incandescentă, spre masă, este întreruptă, cea de a doua intrare a lui N6 trece și ea în starea „1“ logic, astfel încât T1 se blochează, iar T2 conduce. Releul anclanșează acum și conectează hupa care va emite un sunet de durată.

Acțiunea acestei alarme este dublă: conducătorul, în măsura în care se găsește în apropiere, cât și eventualii trecători, sunt făcuți atenți la infracțiune; concomitent, hoțul este intimidat de sunetul hupei și o ia la fugă. Conform StVO, alarma trebuie să se întrerupă automat după un minut. Cu montajul anexă dat în fig. 1b, hupa este redusă la tăcere după timpul dorit.

Atunci când farul suplimentar este conectat fără a se fi introdus cheia în contact, se declanșează de asemenea alarma. Același lucru este valabil pentru cazul în care unul din faruri s-a ars sau este defect dintr-un alt motiv. Acest din urmă mod de acțiune protejează contra acelora care parchează după ureche, sau care nu țin cont de dimensiunile propriului vehicul. Deoarece alarma reacționează și la scoaterea cheii din contact în cazul în care farurile rămân conectate, ea ne ferește de o descărcare a bateriei din cauza neatenției.

(H. W. Braun)

070 *Generator de funcții CMOS*

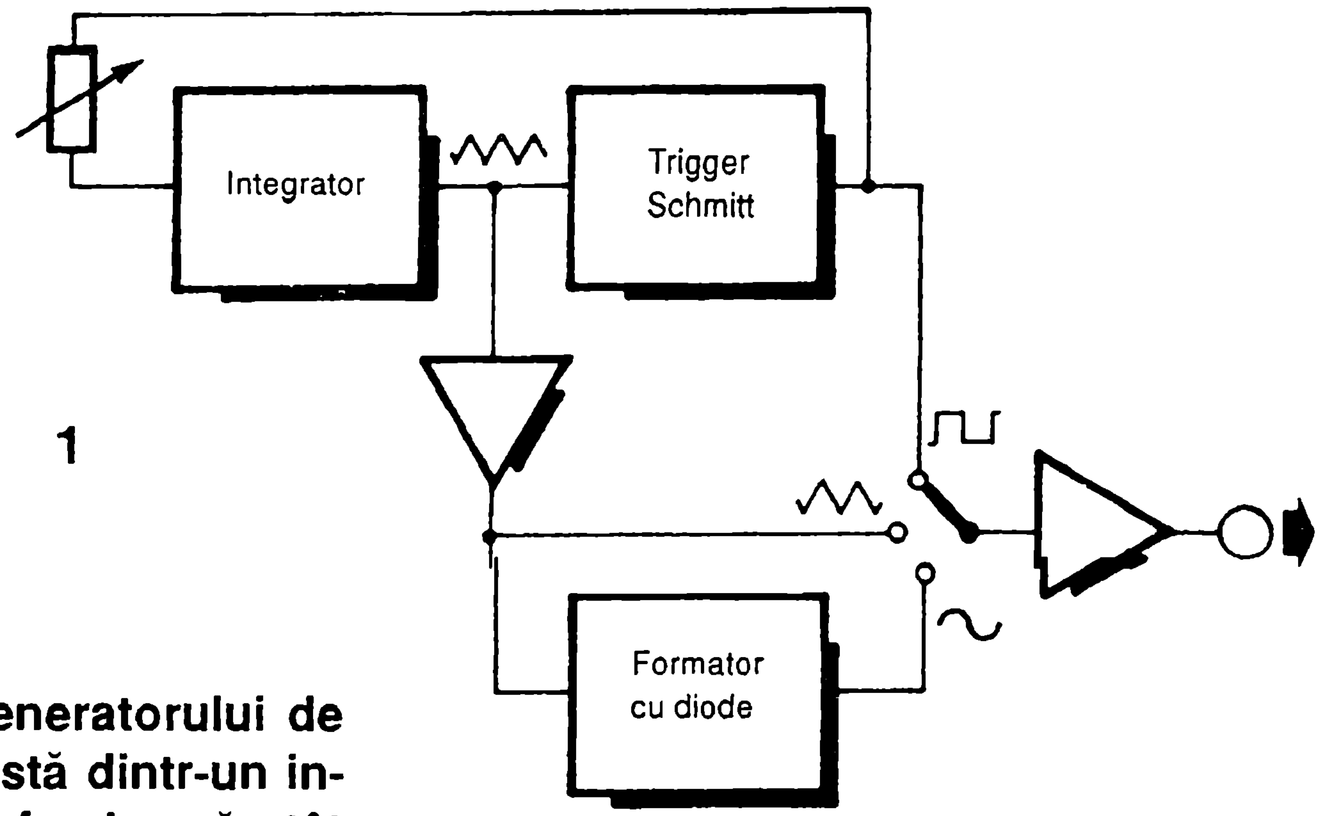
Cu toate că acest generator de funcții de JF conține doar un singur circuit integrat CMOS, el produce trei oscilații de forme diferite.

Obiectivul a fost de a realiza cu costuri minime un generator de semnale sinusoidale, dreptunghiulare și triunghiulare, montajul fiind realizat cu un singur circuit integrat, din clasa celor cu preț mic, și puține componente discrete; performanțele sunt uimitor de bune. În ciuda simplității constructive, domeniul de frecvențe se întinde de la circa 12 Hz până la 70 kHz.

Montajul are și câteva dezavantaje. Simplitatea sa obligă la concesii privind calitatea formei curbelor care, în special la frecvențe înalte, nu corespund cu cele ale montajelor mai scumpe. Pentru a reduce la minim acest neajuns, se poate regla atât simetria tensiunii triunghiulare, cât și forma optimă a oscilațiilor sinusoidale.

Schema bloc

Schema bloc din fig. 1 arată felul cum iau naștere formele oscilațiilor. Integratorul și triggerul Schmitt constituie un generator de semnale dreptunghiulare a cărui frecvență poate fi reglată între limite foarte largi. Deoarece creșterea și scăderea tensiunii evoluează liniar la ieșirea integratorului, acest semnal este utilizat concomitent cu tensiunea de ieșire triunghiulară. Din semnalul triunghiular, un circuit simplu cu diode modelează tensiunea la o formă aproximativ sinusoidală.



1

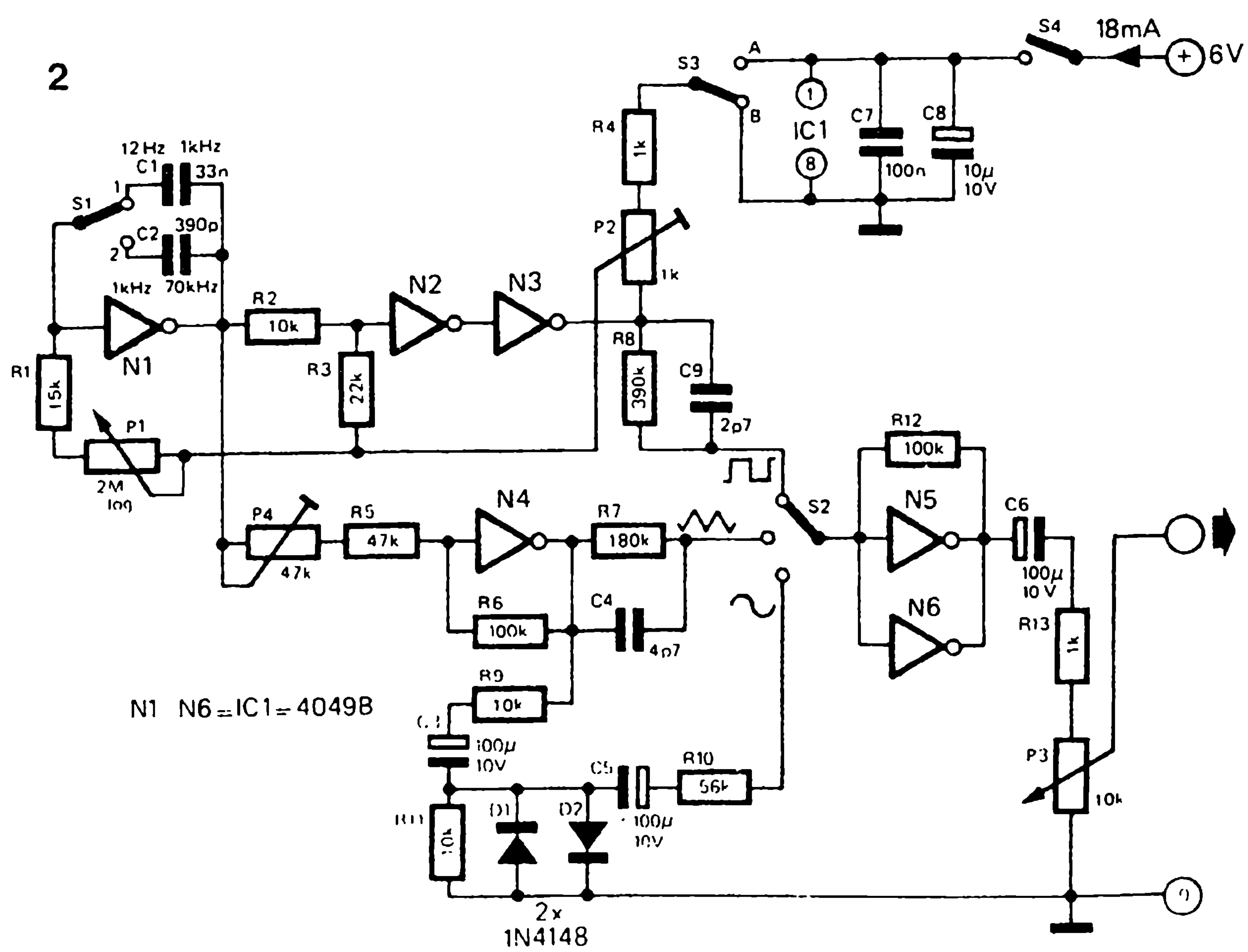
Fig. 1. Schema bloc a generatorului de funcții. Oscilatorul, care constă dintr-un integrator și un trigger Schmitt, furnizează atât semnalul dreptunghiular cât și cel triunghiular. Cu un convertor de formă de undă, semnalul triunghiular este limitat, astfel încât ia naștere o tensiune cu o formă aproximativ sinusoidală.

Fig. 2. Montajul generatorului de funcții. Etajele prezentate în schema bloc sunt ușor de recunoscut. Ca circuit integrat se utilizează inversorul CMOS cu șase porți 4049B. Execuția în varianta B a acestui circuit integrat se deosebește de alte execuții prin aceea că ieșirile sunt prevăzute cu etaje de separare pentru acordul impedanței (buffer).

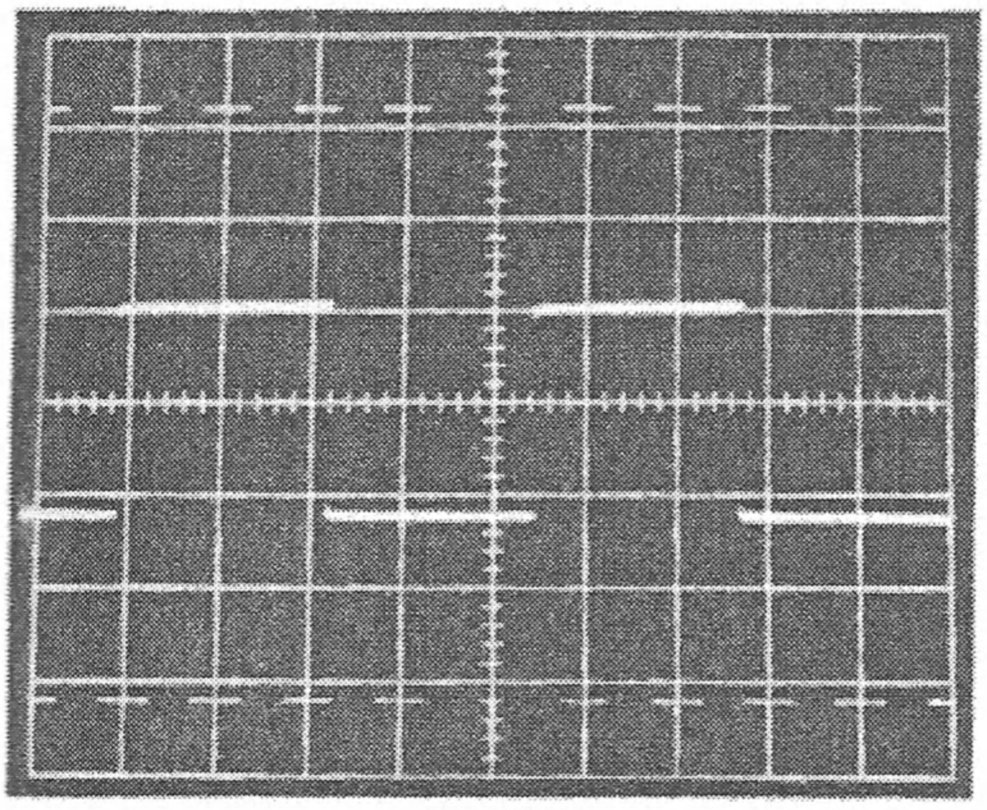
Montajul

Realizarea montajului reiese din fig. 2. Singurul circuit integrat necesar pentru generatorul de funcții este 4049B care conține șase inversoare (N1 ... N6) cu ieșiri prevăzute cu etaje de separare (etaje buffer). Integratorul este construit cu inversorul N1, în timp ce inversoarele N2 și N3 aparțin triggerului Schmitt. Domeniul de frecvență al generatorului compus din aceste două etaje cuprinde două domenii parțiale: dacă S1 este în poziția 1, atunci cu P2 se poate regla o frecvență cuprinsă între circa 12 Hz și 1 kHz; cu S1 în poziția 2, limitele

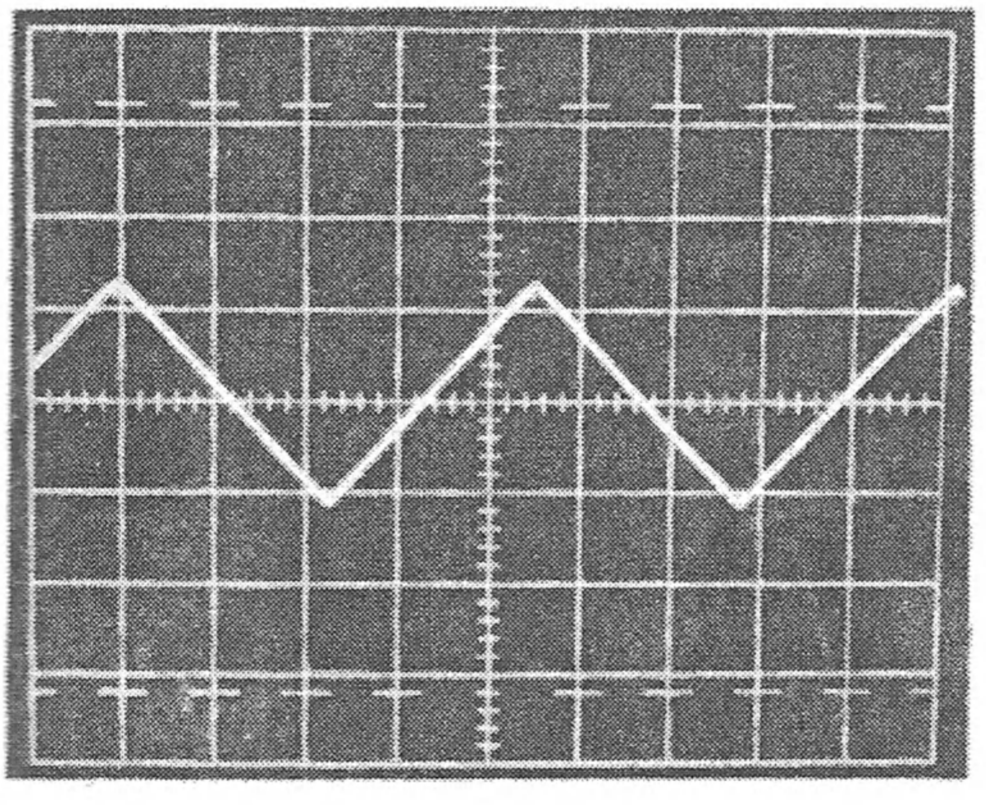
2



3a



3b



3c

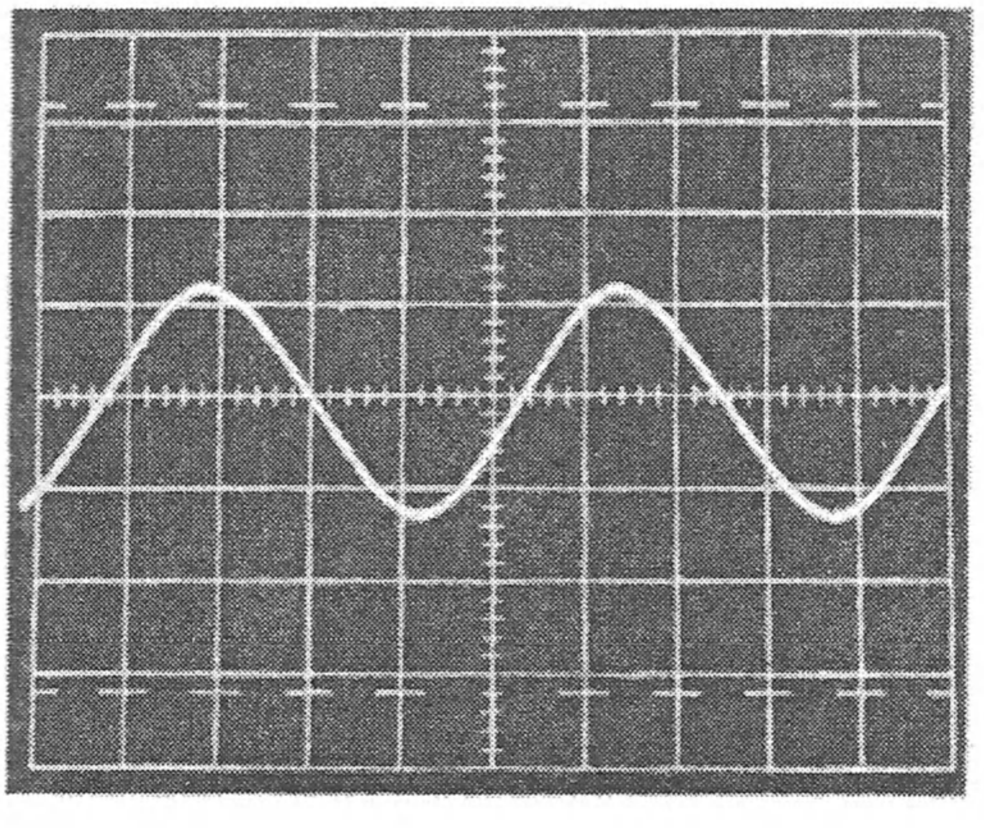


Fig. 3. Oscilograme ale semnalelor dreptunghiulare (a), triunghiulare (b) și sinusoidale (c) produse de generator. Frecvența este în toate cele trei cazuri 1 kHz.

de frecvență sunt 1 kHz și 70 kHz.

Deoarece semnalul de ieșire dreptunghiular al triggerului Schmitt constituie prima formă de semnal obținută, el este condus direct la primul dintre cele trei contacte ale comutatorului de selectare funcții S2. Semnalul triunghiular ajunge, din contră, de la ieșirea inversorului N1, prin etajul de amplificare N4, la cel de al doilea contact al comutatorului S2. Cea de a treia și ultima formă de semnal ce poate fi selectată este semnalul sinusoidal; el este modelat de către convertorul de formă de undă D1/D2 din semnalul triunghiular amplificat de N4.

De la comutatorul S2, semnalul selectat ajunge, prin etajul de amplificare N5/N6, la ieșire; amplitudinea semnalului de ieșire poate fi reglată cu potențiometrul P3. Tensiunea maximă la ieșire măsoară circa 1,2 Vvv.

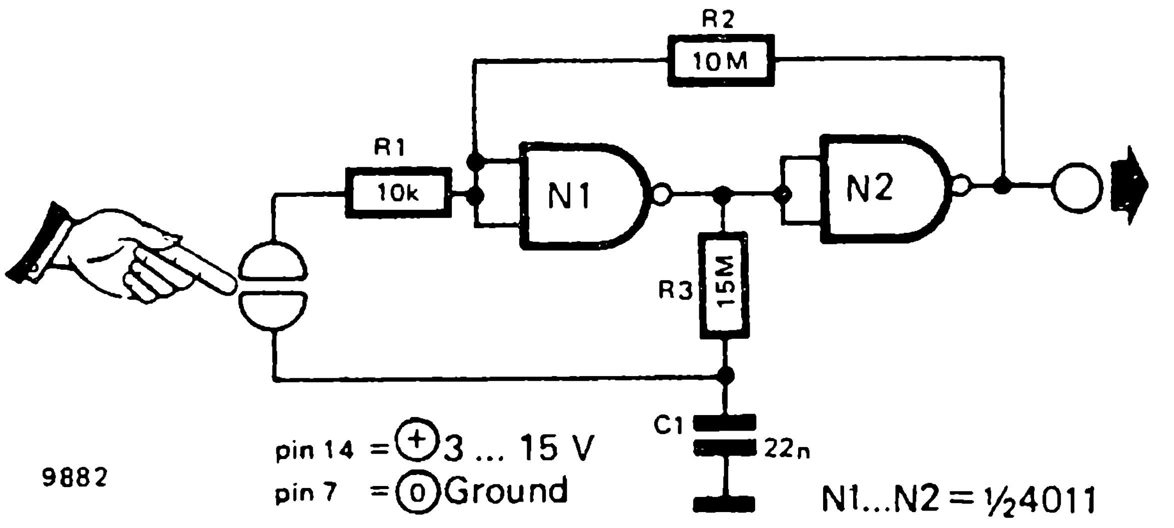
În afară de potențiometrele și comutatorul deja menționate, mai sunt disponibile potențiometrele semireglabile P2 și P4, cât și comutatorul S3. Cu P2 poate fi reglată simetria semnalului triunghiular. Dependent de aceasta, dacă pentru o simetrie optimă este necesar un raport impuls/pauză de mai mult sau mai puțin de 50%, atunci comutatorul S3 trebuie să stea fie în poziția A, fie în poziția B. Cu P4 poate fi mărită sau micșorată amplificarea inversorului N4. Deoarece diodele D1/D2 limitează exclusiv semnalul triunghiular amplificat, reglarea lui P4 are o mare influență asupra calității semnalului sinusoidal, respectiv pentru obținerea unei forme sinusoidale.

Oscilogramele din fig. 3 demonstrează că, din punctul de vedere al formei, curbele produse de generatorul de funcții sunt satisfăcătoare. Frecvența oscilațiilor dreptunghiulare, triunghiulare și sinusoidale este aceeași, adică 1 kHz. Pe axa orizontală unitatea de măsură este de 0,2 ms, iar pe verticală de 0,5 V.

071 Comutator cu senzor de atingere

Comutatorul cu senzor de atingere poate avea cele mai diferite moduri de execuție. O completare interesantă o reprezintă această variantă: este vorba de un comutator de anclanșare/declanșare cu senzor de atingere – cu un singur senzor. Partea de electronică aferentă reiese din figură. Condensatorul C1 înmagazinează starea de comutare din momentul respectiv. În funcție de semnalul de ieșire al porții N1, C1 este fie încărcat, fie descărcat. La atingerea senzorului, acest semnal este returnat la intrarea lui N1, astfel încât are loc o schimbare a stării de comutare.

(J. Eissens)



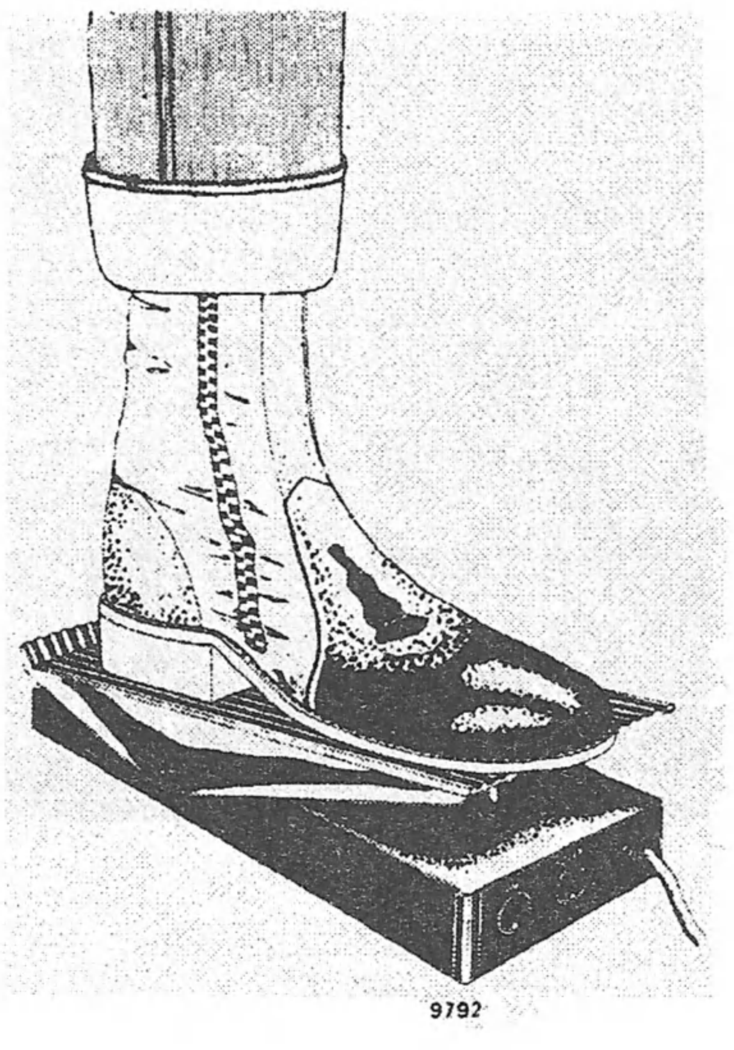
072 Mini-fazor

Acest montaj echipat exclusiv cu componente standard ieftine produce, în ciuda construcției sale simple, un efect fazor foarte eficient. Sensibilitatea la intrare a fost aleasă astfel încât să poată fi conectată aproape orice sursă de semnal (de exemplu chitară, microfon sau orgă electronică).

Montajul

Semnalul de intrare este mai întâi preamplificat de tranzistorul T1. Deoarece defazoarele ulterioare (T2 și T3) și etajul de ieșire (T4) nu amplifică, amplificarea semnalului are loc numai în primul etaj. Mărimea tensiunii de intrare poate fi reglată cu potențiometrul P1. Atunci când primul etaj este supraexcitat, după cum se știe, crește puternic ponderea armonicilor ca urmare a limitării semnalului. Aceasta poate fi utilizată față de efectul fazor ca o posibilitate suplimentară de efect.

Semnalul amplificat de T1 ajunge pe de o parte direct (prin C8) și pe de altă parte prin etajele defazoare T2 și T3 la potențiometrul P3, la ieșirea montajului. Deoarece rezistențele de colector și de emitor sunt egale atât la T2 cât și la T3, atât pe colector cât și pe emitor se găsesc semnale de amplitudine egală, dar defazate între ele cu 180°. Defazarea semnalului pe baza lui T3, respectiv pe baza lui T4, poate fi de aceea modificată cu potențiometrul dublu P2a/P2b; ea este (în funcție de poziția poten-



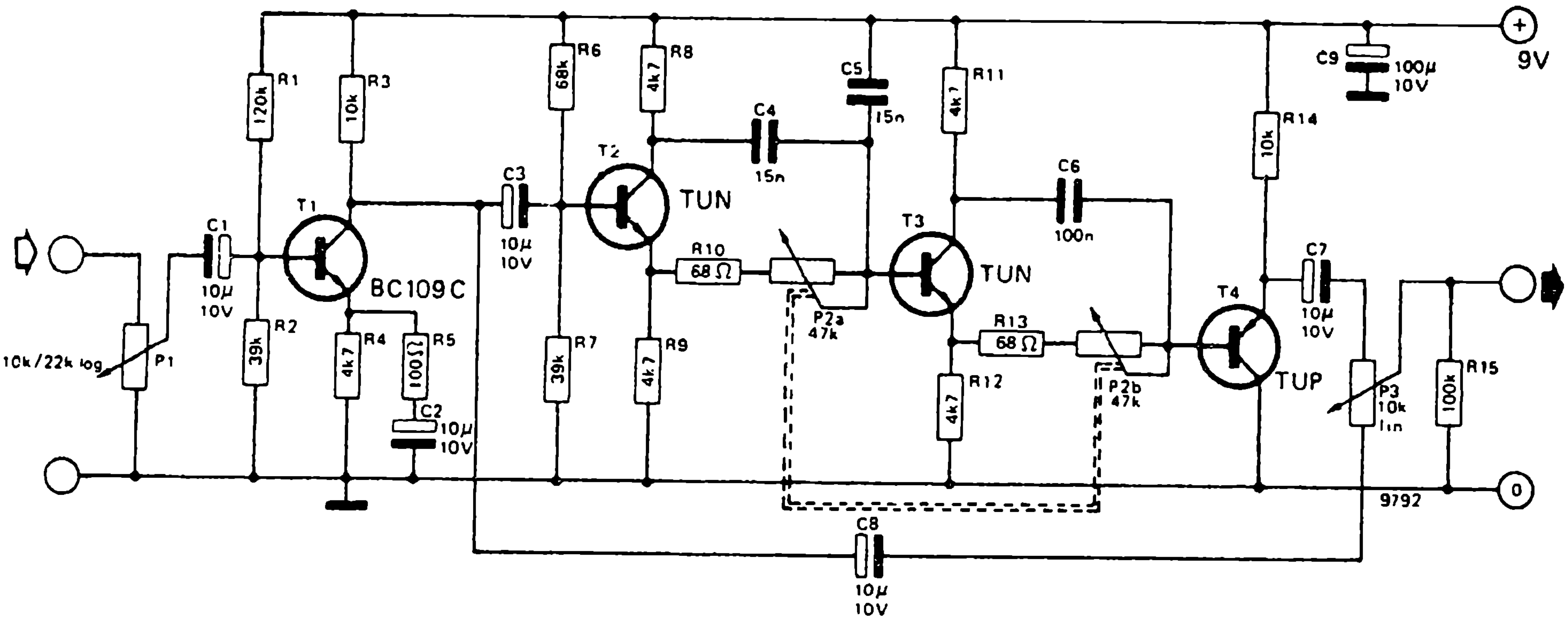


Fig. 1. Montajul minifazorului.

țiometrului) între câteva grade și aproape 180°, în total deci la maximum circa 360°.

Mărimea impedanței de intrare a repetorului pe emitor T4 încarcă doar foarte puțin circuitul celui de al doilea defazor; concomitent repetorul pe emitor are rolul de a realiza o impedanță mică la ieșire. Semnalul defazat ajunge prin C7 la borna de sus a potențiometrului P3, în timp ce semnalul direct (nedefazat) se găsește la borna de jos. De aceea, cu P3 se poate modifica „balansul" între aceste două semnale; el poate fi de exemplu reglat astfel încât cele două semnale să se anuleze reciproc la o defazare de 180°. Deoarece defazarea de 180° se reglează numai la o anumită frecvență, montajul se comportă ca un filtru Notch (filtru diplexor pentru antene), a cărui frecvență Notch poate fi „defazată" cu P2 pe întregul domeniu JF.

Construcția

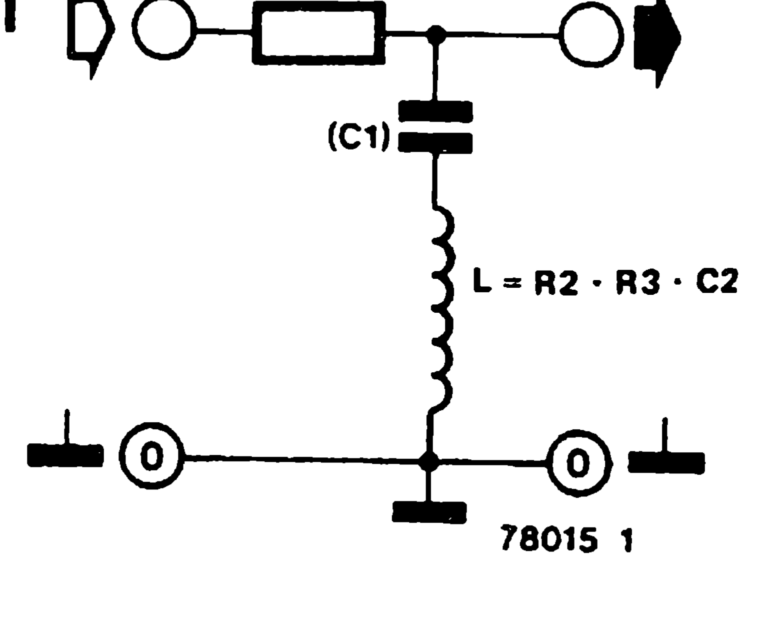
Dacă minifazorul trebuie să fie introdus, pentru modelarea sunetului, într-un instrument muzical portabil (de exemplu chitară electrică, orgă mică etc.), atunci montajul se introduce într-o carcasă plată, îngustă. Pe această carcasă se poate monta o așa-zisă „pedală de crescendo", care este legată mecanic cu potențiometrul P2. În instrumentele mari, minifazorul poate fi înglobat direct.

Curentul absorbit de montaj măsoară doar câțiva miliamperi, astfel încât, la o execuție ca unitate independentă, pentru alimentare este suficientă o mică baterie de 9 V.

(R. Otterwell)

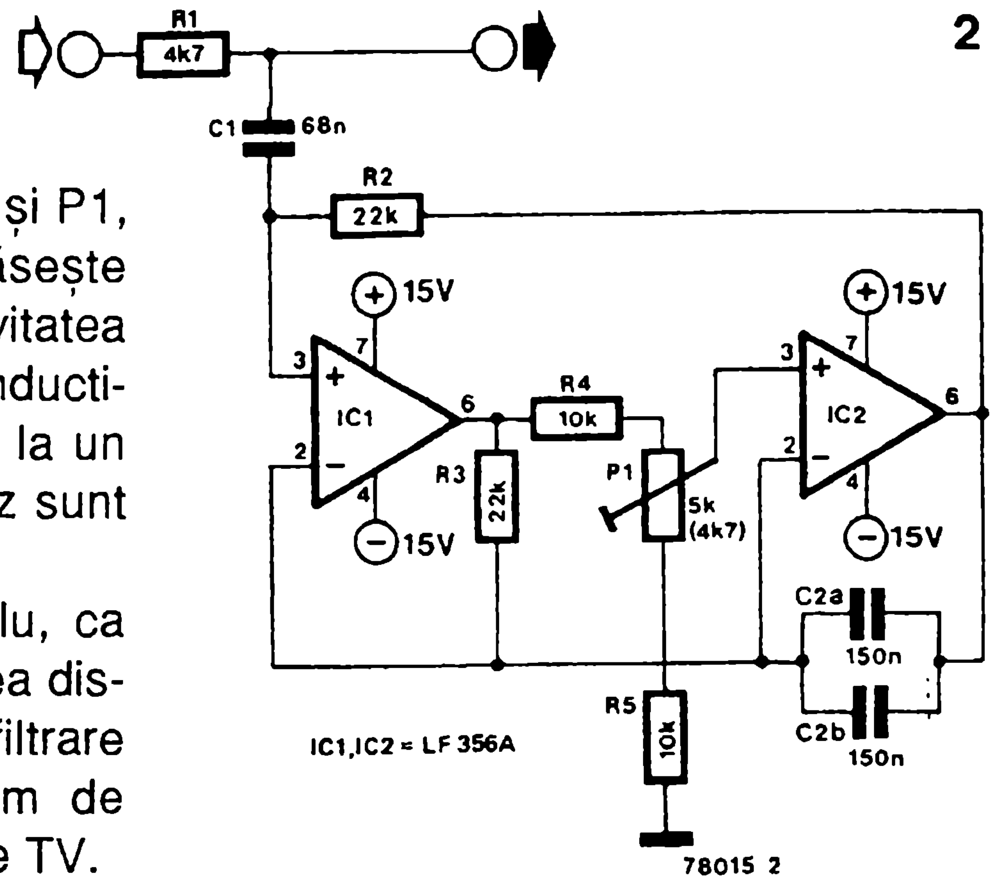
073 *Filtru de brum*

În multe situații cauzele brumului de 50 Hz nu pot fi înlăturate; de aceea este util un filtru special, selectiv, care să atenueze în cea mai mare măsură semnalul de brum, permițând însă trecerea aproape nestingherită a restului de semnal. Fig. 1 prezintă principiul unui asemenea filtru. Deoarece pentru un factor de calitate Q = 10 la 50 Hz este necesară o inductivitate de 150 H, practic un asemenea filtru poate fi realizat doar cu o imitație electronică de bobină.



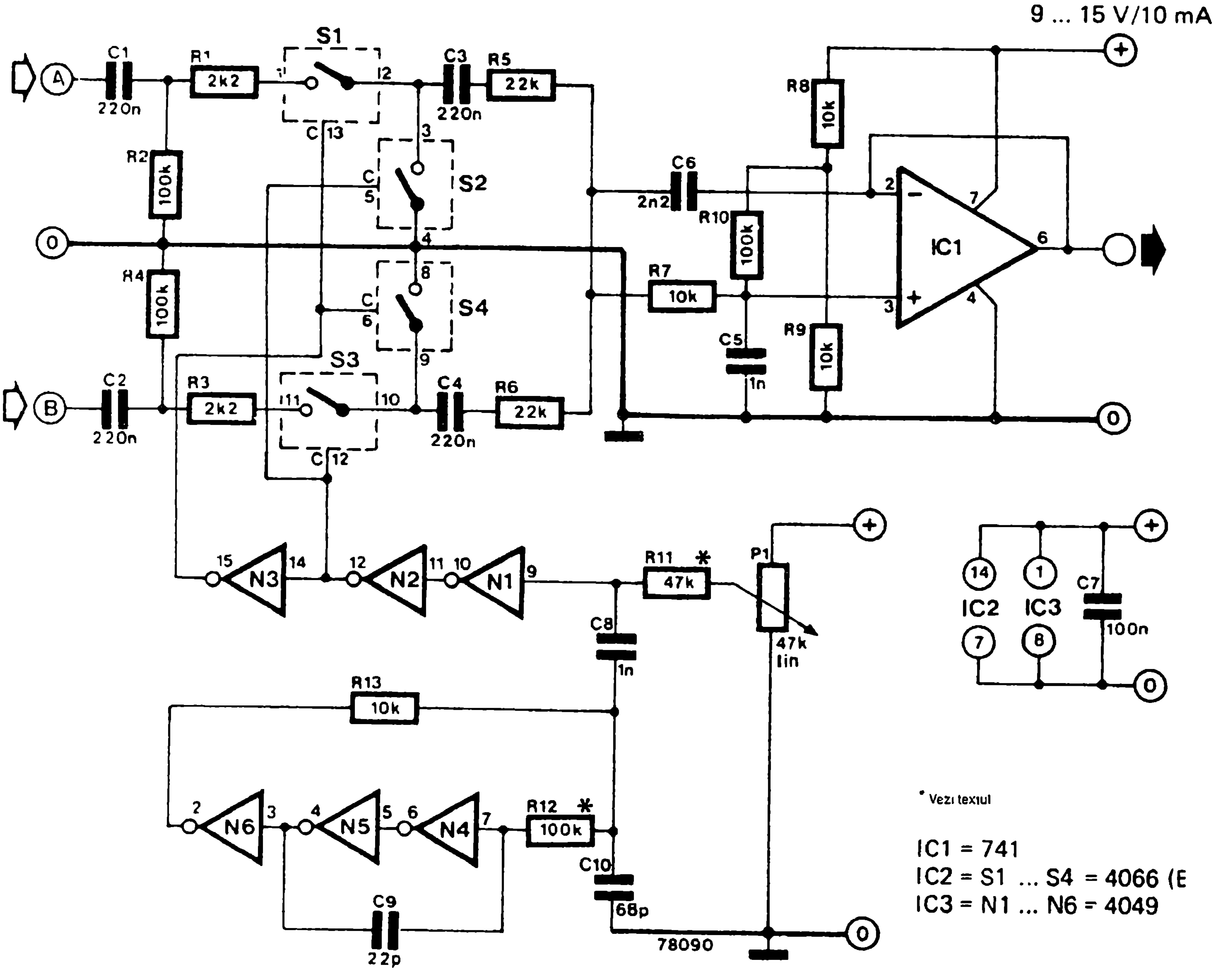
În fig. 2 se redă montajul filtrului Notch (filtru diplexor pentru antene) de 50 Hz. Cele două amplificatoare operaționale, împreună cu R2 ... R5, C2 și P1, constituie bobina electronică ce se găsește între borna 3 a lui IC1 și masă. Inductivitatea ei este L ≈ R2·R3·C2. Cu P1, această inductivitate poate fi reglată la mărimea dorită; la un acord corect, semnalele de brum de 50 Hz sunt atenuate cu 45 ... 50 dB.

Montajul poate fi utilizat, de exemplu, ca filtru de absorbție a brumului la măsurarea distorsiunilor armonice sau ca element de filtrare pentru așa-zisul brum *intercarrier* (brum de interferență al purtătoarelor) din aparatele TV.



074 *Pupitru de mixaj comandat în tensiune*

Cu acest montaj simplu pot fi mixate două semnale audio prin comandă în tensiune continuă. Un asemenea montaj își dovedește utilitatea în special la comanda de la distanță a pupitrului de mixaj. Ambele semnale audio sunt alternate cu o frecvență de tact de 100 kHz, cu



ajutorul a patru comutatoare MOS (S1 ... S4). Raportul impuls - pauză al frecvenței de tact, de formă dreptunghiulară, poate fi reglat cu P1. Raportul impuls - pauză este determinant pentru proporția semnalelor A și B în semnalul de ieșire.

Frecvența de tact de 100 kHz este produsă de partea din montaj formată din inversoarele N4 ... N6. Prin cumularea semnalului de tact cu o tensiune continuă la intrarea inversoarelor N1 și N2 (utilizate ca trigger) ia naștere la ieșirea lui N2 un raport impuls - pauză al semnalului de tact reglabil cu P1. Același semnal, inversat, este disponibil la ieșirea lui N3. Aceste două semnale comandă comutatoarele CMOS S2 și S3, respectiv S1 și S4. Mixarea celor două semnale de intrare are loc acum prin faptul că se permite trecerea cu schimbul a unuia sau a celuilalt semnal și prin faptul că, în plus, semnalul blocat este scurtcircuitat. Comutarea nu este audibilă la ieșire la frecvența de tact de 100 kHz.

Dacă trecerea celor două semnale este permisă în perioade egale de timp (50%), atunci au la ieșire aceeași intensitate a sunetului; în cazul unui raport impuls-pauză asimetric, timpul de trecere pentru un semnal este mai lung decât pentru celălalt, astfel încât, la ieșire, unul din semnalele de intrare este mai puternic.

Prin reglarea continuă a raportului impuls - pauză, se poate obține un raport de mixaj fără paliere; la cele două limite de reglaj ajunge la ieșire doar câte un singur semnal.

R5 și R6 cumulează semnalele alternate A și B. Semnalul de tact de 100 kHz conținut în semnalul cumulat nu este audibil; în schimb, amplificatoarele, casetofoanele și difuzoarele pot fi afectate de acesta. De aceea, pentru ca partea de frecvență de tact să fie filtrată, semnalul cumulat trece printr-un filtru trece-jos construit cu amplificatorul operațional IC1. Concomitent IC1 are rolul de a asigura o rezistență mică la ieșire a pupitrului de mixaj.

Tensiunea de alimentare trebuie să fie cuprinsă între 9 și 15 V. Tensiuni mai mari duc la distrugerea circuitului CMOS, tensiuni mai mici ar prejudicia funcționarea lui IC1.

Curentul absorbit de montaj este mai mic de 10 mA. Pentru a se evita brumul este necesară o tensiune de alimentare bine netezită. Tensiunea maximă de intrare este de circa Uef = 1 V. Valoarea lui R11 determină domeniul de reglaj pentru mixer. Dacă P1 este reglat la una din cele două valori limită ale sale, atunci, la o legare corectă a lui R11, la ieșirea montajului apare doar un singur semnal (A sau B).

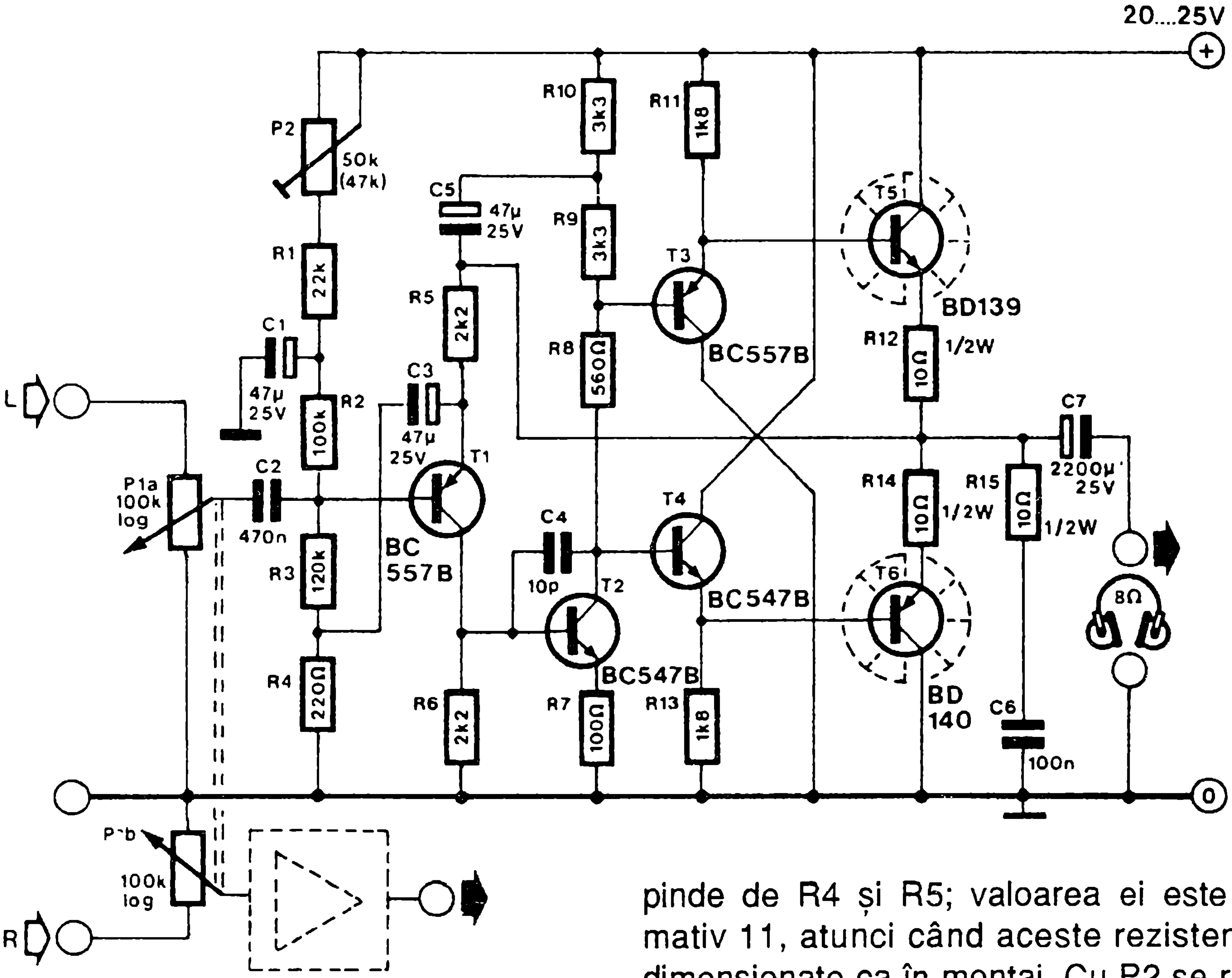
Posibilitățile comenzii în tensiune a unui pupitru de mixaj au fost utilizate doar într-o măsură modestă la acest montaj: P1 furnizează tensiunea de comandă; deoarece este vorba de o tensiune continuă, potențiometrul poate fi conectat fără probleme printr-un cablu de mai mulți metri lungime.

Dacă în locul potențiometrului se utilizează o altă sursă de tensiune de comandă, conectată la intrarea tensiunii de comandă R11, atunci rezultă multe posibilități de utilizare, de exemplu ca atenuator comandat în tensiune în casetofoane (comandă automată), în compresoarele dinamice și în aparatele de muzică electronică (pedală de crescendo, respectiv VCA – amplificator comandat în tensiune pentru tremolo și pentru reglarea modulației).

075 *Amplificator de cască*

O cască (stereo) se leagă în general la ieșirile pentru difuzoare ale amplificatorului final, printr-un divizor de tensiune. Această rezolvare simplă are totuși două dezavantaje importante: pe de o parte, intensitatea sunetului în cască nu poate fi reglată independent de difuzoare; pe de altă parte, divizorul de tensiune micșorează factorul de atenuare pentru cască, ceea ce are o influență defavorabilă asupra redării bașilor.

Problema este rezolvată de un etaj final în execuție stereo pentru cască, care este legat printr-un potențiometru dublu (P1a, P1b) cu ieșirea TB a amplificatorului. Reglarea intensității sunetului prin amplificator rămâne ineficientă în acest caz; aceasta ar putea fi chiar

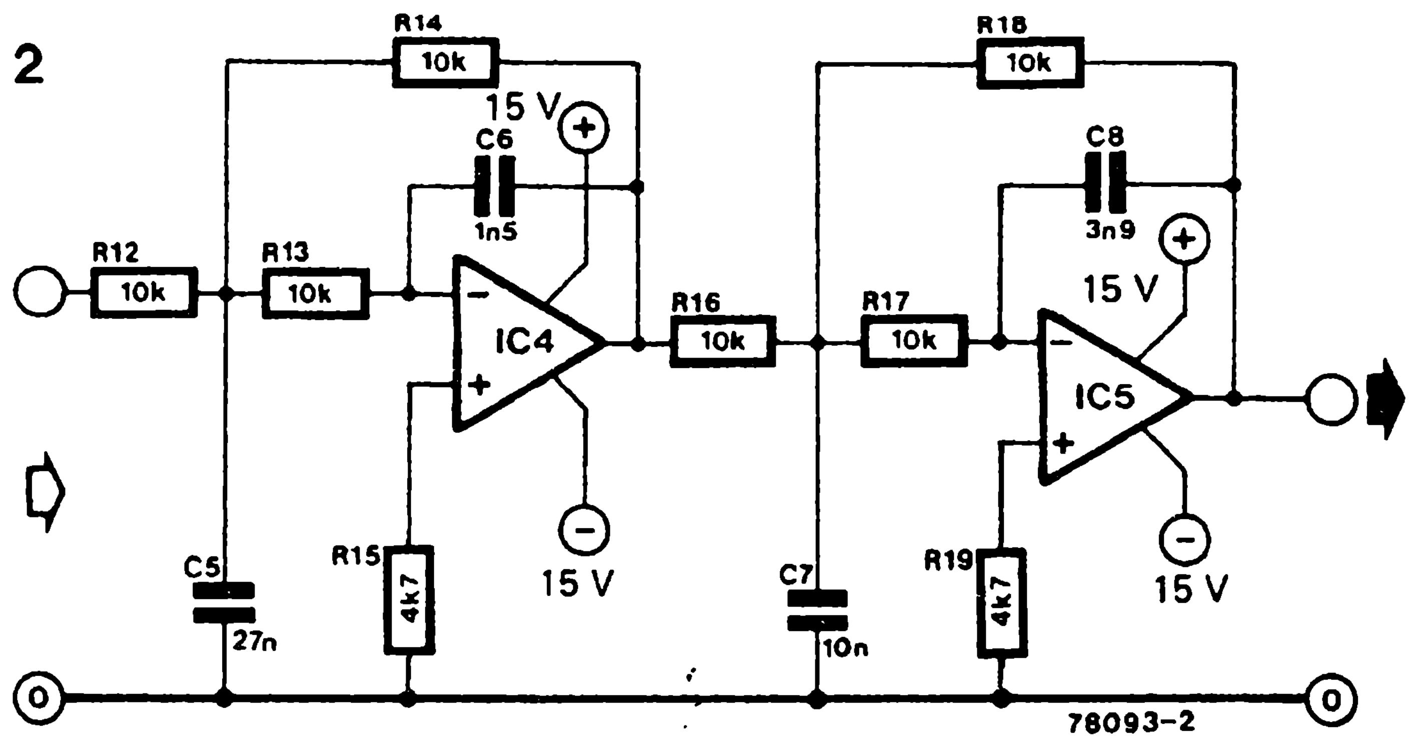


un avantaj la utilizarea unei căști de calitate.

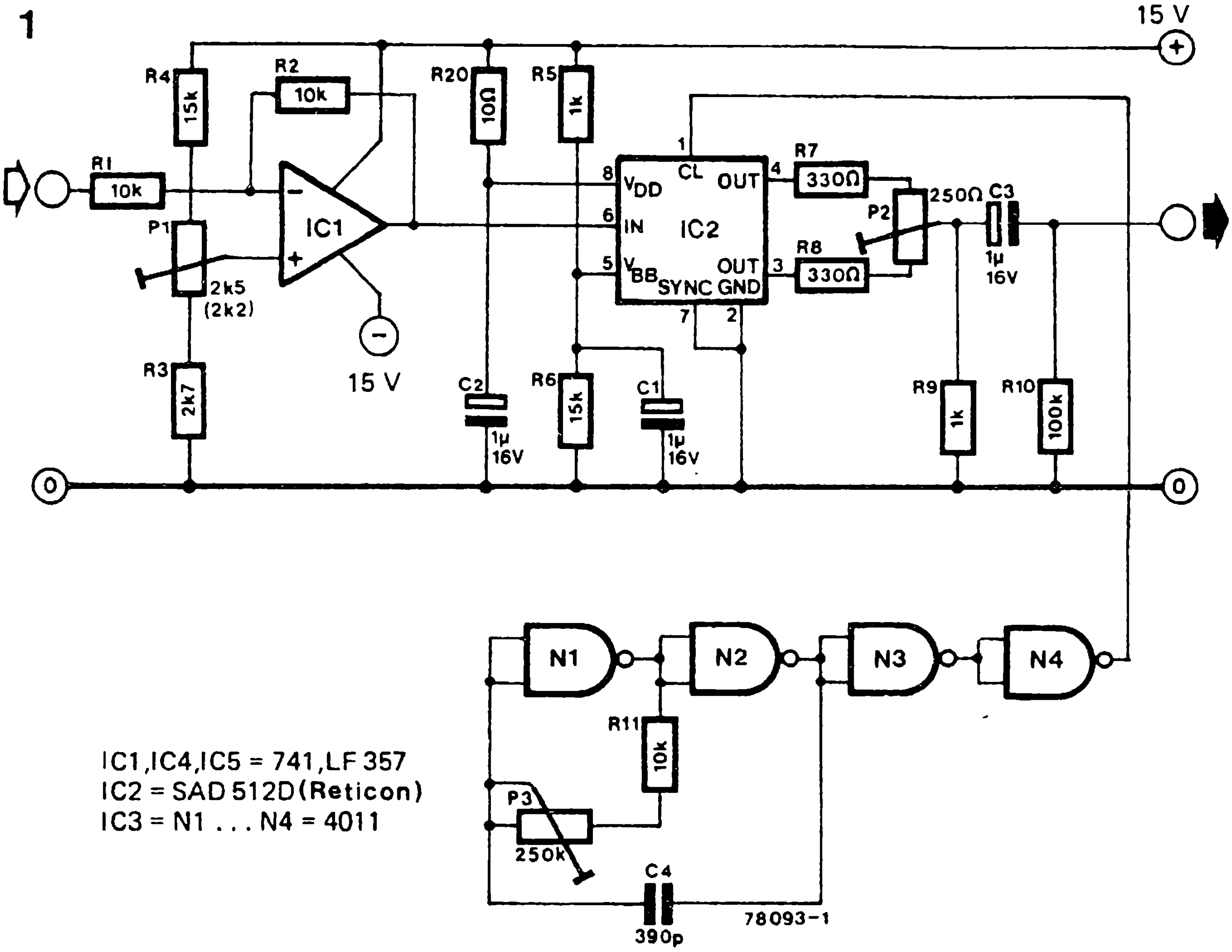
Amplificatorul furnizează o putere la ieșire de aproximativ 1 W; (alimentarea se proiectează pentru circa 300 mA). Amplificarea depinde de R4 și R5; valoarea ei este aproximativ 11, atunci când aceste rezistențe sunt dimensionate ca în montaj. Cu P2 se reglează tensiunea, în punctul comun R12/R14, la jumătate din tensiunea de alimentare. În stare de repaus, prin tranzistoarele finale trece un curent de 50 ... 100 mA; se pot obține alți curenți de repaus prin modificarea lui R8.

076 *Circuit de temporizare pentru semnale JF*

Există multe posibilități de utilizare pentru circuitele de temporizare a semnalelor de joasă frecvență: aparate Hall sau Echo, instalații de efecte sonore, simulatoare de sală etc. O me-



1



todă de temporizare a semnalelor JF este principiul lanțului cu cupe.

Fig. 1 prezintă montajul unui segment de temporizare realizat cu circuitul integrat SAD 512D, produs de Reticon, o memorie serie constând din 512 elemente cu circuit de tact integrat. Pe semnalul analogic de intrare trebuie suprapusă o anumită tensiune continuă care este furnizată de IC1. Cele patru porți NAND ce se găsesc în IC3 sunt conectate ca oscilator de tact; frecvența oscilatorului poate fi reglată cu P3 între 10 kHz și 100 kHz. Deoarece circuitul de tact intern împarte prin 2 această frecvență, frecvența de tact a memoriei este, în funcție de P3, între 5 kHz și 50 kHz. De aici rezultă următoarea relație pentru durata de temporizare a montajului:

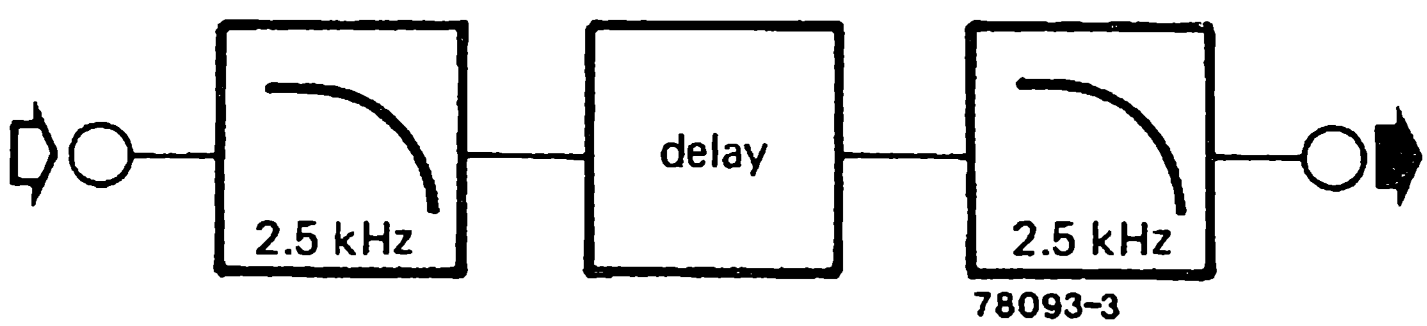
$t_d = n/2fc = 512/2fc$ (n este numărul de celule de memorie)

Temporizarea poate fi deci reglată între 51,2 ms și 5,1 ms. Frecvența maximă a semnalului JF este egală cu jumătate din frecvența de tact a lanțului de elemente de memorie; ea variază deci între 2,5 kHz și 25 kHz.

Cu potențiometrul P2 se mixează în așa fel semnalele de ieșire ale ultimului cu cele ale penultimului element de memorie, încât frecvența de tact să fie atenuată cât mai puternic. P1 trebuie reglat pe distorsiunea minimă la semnale de intrare mari (max. 1 Vvv) sau, atunci când dispunem de un osciloscop, pe axa de simetrie a semnalului de ieșire.

Atenuarea semnalului de tact prin P2 nu este suficientă (în mod normal). Se recomandă de aceea, să se conecteze la ieșire filtrul trece-jos prezentat în fig. 2. Frecvența critică (3 dB) a acestui filtru Butterworth de ordinul 4 este de circa 2,5 kHz.

3



Atunci când semnalul de intrare de joasă frecvență conține componente a căror frecvență este mai mare decât jumătate din frecvența de tact, în semnalul de ieșire apar produse de mixaj nedorite (așa-numitele distorsiuni „Fold Over"). Acest lucru poate fi împiedicat printr-un al doilea filtru trece-jos, care este conectat înainte de circuitul de temporizare. Rezultă ansamblul schițat în fig. 3.

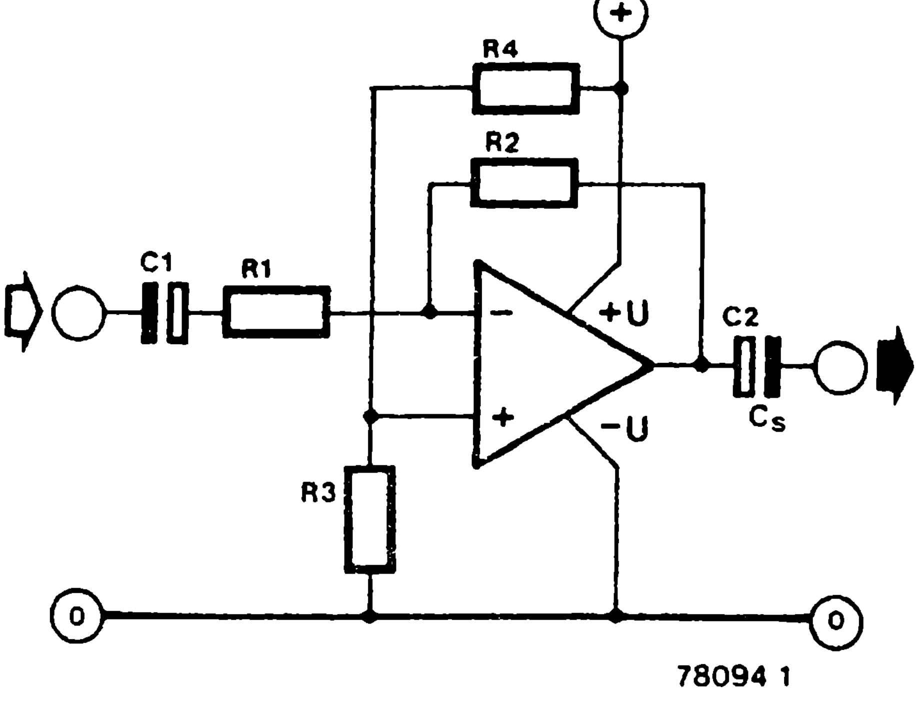
Blocul desemnat cu „Delay" (temporizare) reprezintă circuitul de temporizare din fig. 1; celelalte două blocuri sunt identice cu montajul filtrului trece-jos din fig. 2. Alimentarea montajului nu ridică probleme, deoarece necesarul de curent este redus; un stabilizator de tensiune de mică putere (de ex. 78L15/79L15) este suficient pentru alimentare.

077 *Preamplificator cu amplificatoare operaționale*

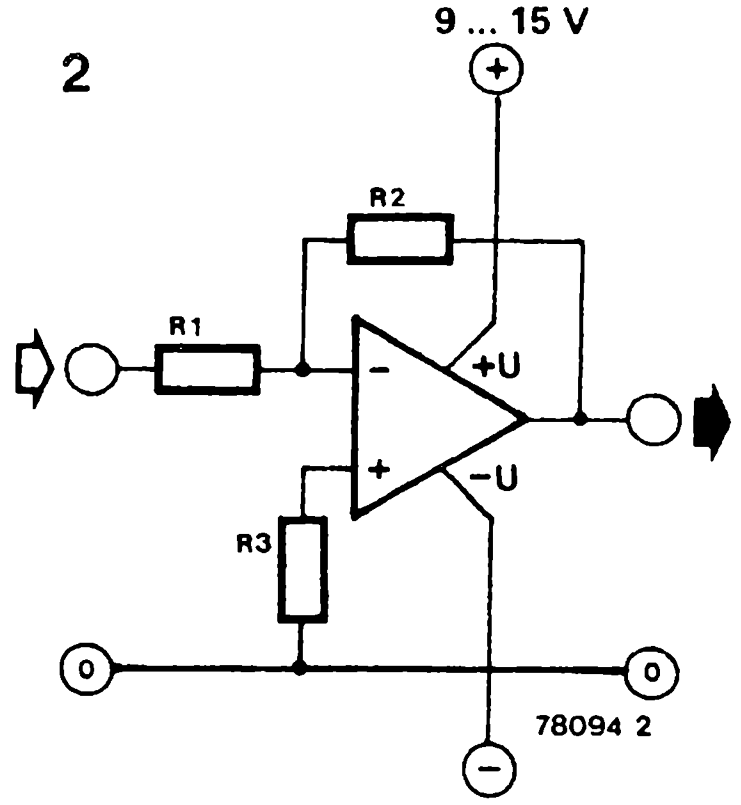
Aproape orice amplificator operațional poate fi utilizat ca amplificator simplu de joasă frecvență, ce poate servi de exemplu ca preamplificator de microfon, amplificator pentru telefon etc. Pentru a obține o sensibilitate cât mai mare, impedanța de intrare a preamplificatorului trebuie să fie egală sau mai mare decât aceea a sursei de semnal. Cel mai simplu montaj utilizabil în acest scop este prezentat în fig. 1; el necesită doar o alimentare simplă, asimetrică. Pentru amplificarea A este valabilă relația: $A = u_{ieș}/u_{intr} = R2/R1$; R1 și R2 se aleg în mod normal mai mari de 1 k; R4 și R5 capătă valoarea dublă a ceea ce rezultă prin cuplarea în paralel a lui R1 cu R2. Amplificarea maximă ce poate fi obținută depinde de amplificarea în regim de mers în gol a amplificatorului operațional; la circuitul integrat 741 ea este aproximativ 100.000, astfel încât un raport mai mare decât $10^5/1$ pentru R2/R1 nu își are sensul.

Lățimea de bandă a montajului este determinată de produsul lățimii de bandă – amplificare, care este dat de producător în foaia de date a amplificatorului operațional.

1



2



Dacă trebuie construit, de exemplu, un amplificator a cărui impedanță de intrare să fie de 10 k și care să aibă factorul de amplificare 20, atunci montajul se dimensionează astfel: dacă se alege R1 = 10 k, atunci pentru A = 20, R2/R1 = 20 și ca urmare R2 = 20R1 = 200 k.

Pentru R4 și R5 rezultă:

$R4 = R5 = 2R1R2/(R1+R2) = [2\cdot 10\cdot 200/(10 + 200)]\ k \approx 20\ k$

Dacă se utilizează circuitul integrat 741 ca amplificator operațional, atunci $B\cdot A = 10^6$, iar pentru un amplificator cu factor de amplificare 20 rezultă o lățime de bandă B = 50 kHz.

La alimentare simetrică, amplificatorul poate fi conectat ca în fig. 2. Valoarea lui R3 trebuie să fie egală cu R1 în paralel cu R2.

Tabel

Circuitul integrat	Numărul de amplificatoare operaționale din CI	B·A≥ (Hz)	Amplificarea la mers în gol	Particularități
LM 741				
μA 741	1	10^6	10^5	
μA 747				
LM 747	2	10^6	10^5	
μA 709				Este necesară compensarea frecvenței
LM 709	1	10^8	10^7	
LF 355	1	$2{,}5·10^6$	10^5	Intrări J-FET, sărac în zgomot
LF 356	1	$5·10^6$	10^5	Intrări J-FET, sărac în zgomot
LF 357	1	$20·10^6$	10^5	A trebuie să fie >4
TL 071	1	$3·10^6$	10^5	Intrări J-FET, sărac în zgomot
TL 084	4	$3·10^6$	10^5	Intrări J-FET
CA 3130	1	$15·10^6$	$3·10^5$	Intrări și ieșiri MOS-FET, necesară compensarea frecvenței
CA 3140	1	$4{,}5·10^6$	10^5	Intrări MOS-FET
XR 4212	4	$3·10^6$	$5·10^4$	
XR 4136	4	$3·10^6$	$5·10^4$	
LM 324	4	10^6	10^5	

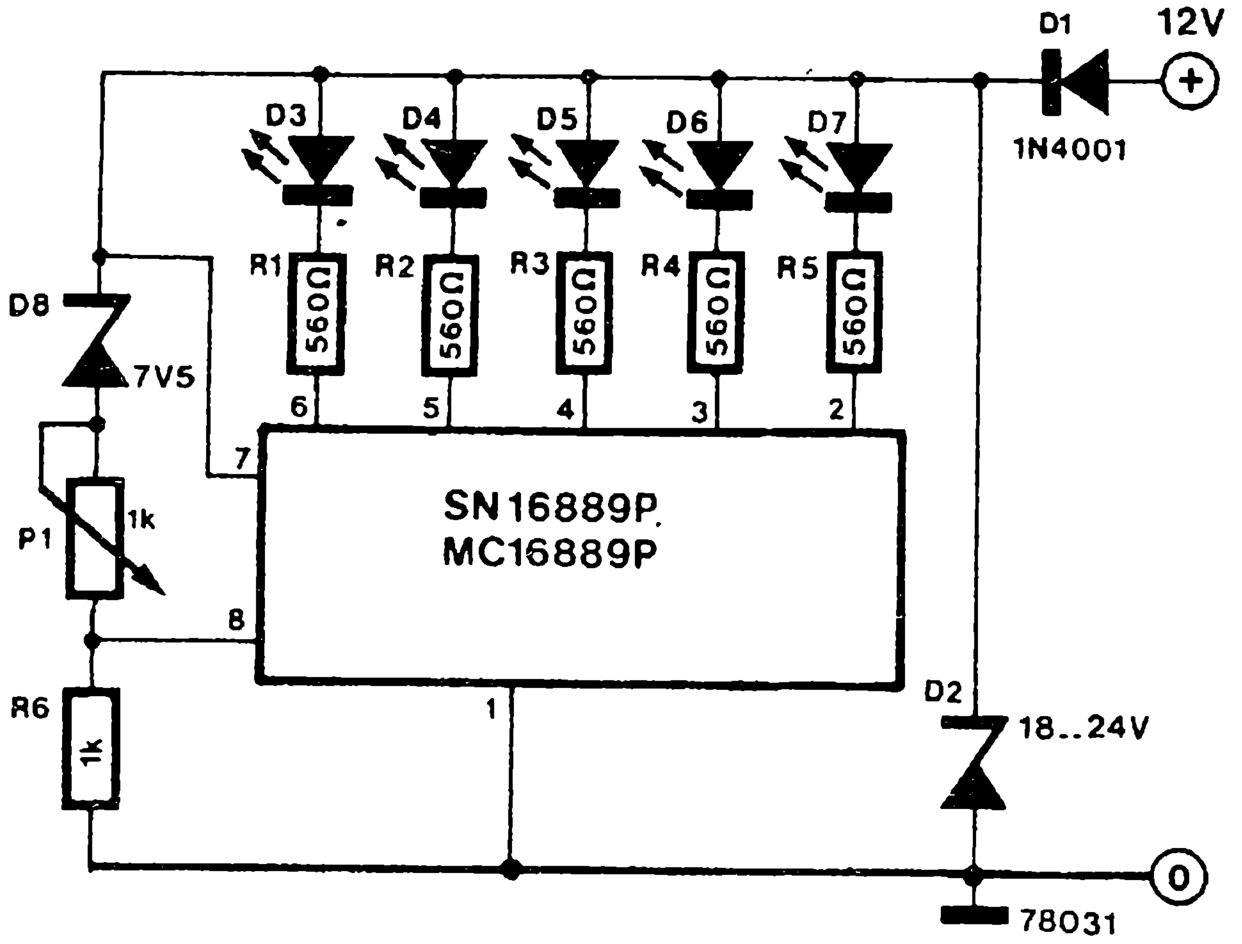
Dacă se utilizează un amplificator operațional FET, atunci se poate renunța la R3, iar intrarea neinversoare se pune la masă.

În tabel sunt sintetizate câteva date importante ale celor mai utilizate tipuri de amplificatoare operaționale.

078 *Circuit de avertizare tensiune acumulator auto*

Starea acumulatorului este de mare importanță pentru funcționarea autovehiculelor, totuși doar rareori se acordă acumulatorului atenția pe care o merită. Cu acest montaj, acumulatorul poate fi ținut în permanență sub control.

Odată cu trecerea timpului, acumulatorul pierde treptat capacitatea de a înmagazina energie electrică pentru un timp mai îndelungat. Când aceasta se face observată prin încercări de pornire fără succes, după pauza de noapte a autovehiculului, este deja prea târziu pentru măsurile de prevedere. Pentru a ne păzi de asemenea surprize neplăcute, tensiunea acumulatorului trebuie supravegheată continuu. Concomitent se poate evita din timp o deteriorare a acumulatorului, de exemplu în cazul releului de tensiune defect. Controlul tensiunii acumulatorului a fost realizat aici cu indicatorul de tensiune liniar SN 16889 P produs de Texas Instruments (MC 16889 P, Motorola). Acest circuit integrat permite aprinderea, în funcție de tensiunea de intrare, a unuia sau mai multora



din cele cinci LED-uri. Tensiunea la care toate LED-urile luminează trebuie să fie reglată cu P1 la 15 V. O tensiune de încărcare de 15 V este deja prea mare pentru un acumulator cu plumb de 12 V; de aceea, pentru D7 se utilizează un LED roșu. D6 (verde) indică valoarea corectă a tensiunii, în timp ce D5, D4 și D3 (galben) semnalează o tensiune prea joasă. D1 și D2 protejează montajul de vârfurile de tensiune periculoase din instalația de bord. Pentru R1 ... R5 se utilizează rezistențe de 0,5 W.

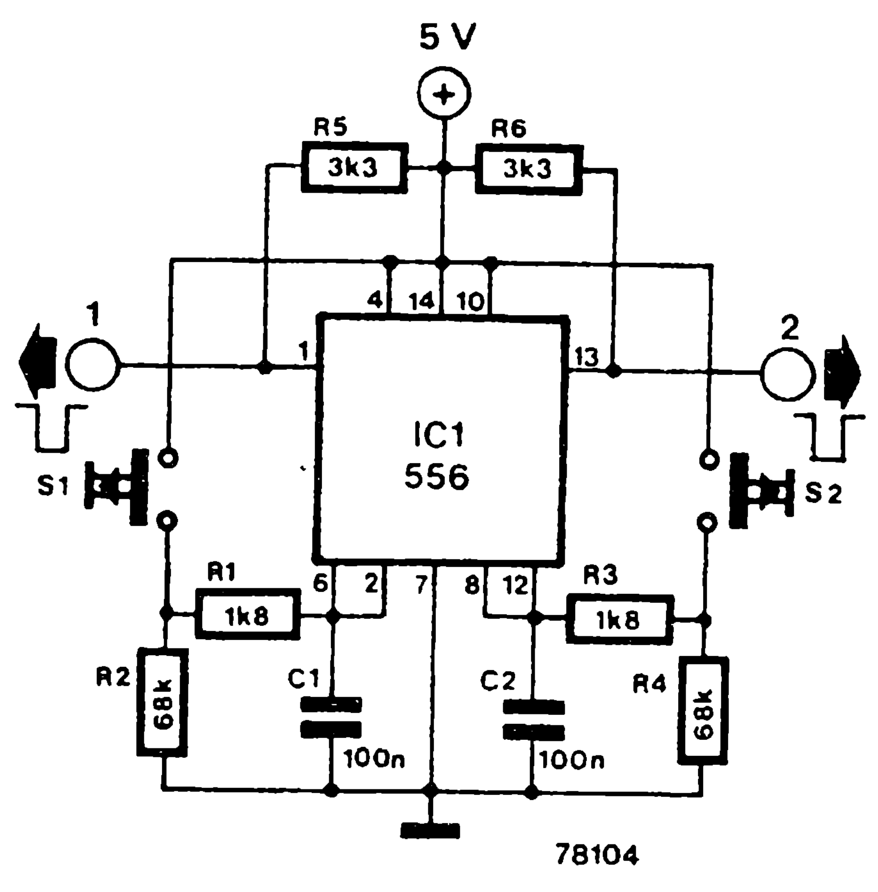
Montajul este conceput exclusiv pentru autovehiculele cu instalație de 12 V.

Curentul absorbit de montaj poate crește, atunci când luminează toate diodele, până la 100 mA; de aceea este util să se prevadă un întrerupător în circuitul de alimentare pentru a preîntâmpina o descărcare nedorită a acumulatorului la o staționare mai îndelungată a autovehiculului.

(K. Jakobi)

079 *Temporizator de contact*

Sistemele cu microprocesoare, la fel ca și alte montaje digitale, pretind semnale de comandă bine definite. Atunci când aceste semnale de comandă (de exemplu reset și întrerupt) se dau manual, multivibratorul bistabil RS utilizat la modelarea semnalelor de comandă nu protejează cu siguranță absolută contra perturbațiilor. Există pericolul ca tasta acționată să fie eliberată prea devreme, iar sistemul să nu recunoască comanda. Acest montaj are rolul de a menține un timp semnalul după eliberarea tastei. Valorile lui R1, R2 și C1 determină acest timp pentru tasta S1, în timp ce R3, R4 și C2 au aceeași funcție pentru tasta S2. Dacă se acționează tasta S1, atunci ieșirea 1 trece în starea „0“ logic; la apăsarea tastei S2, ieșirea 2 trece în starea „0“ logic.

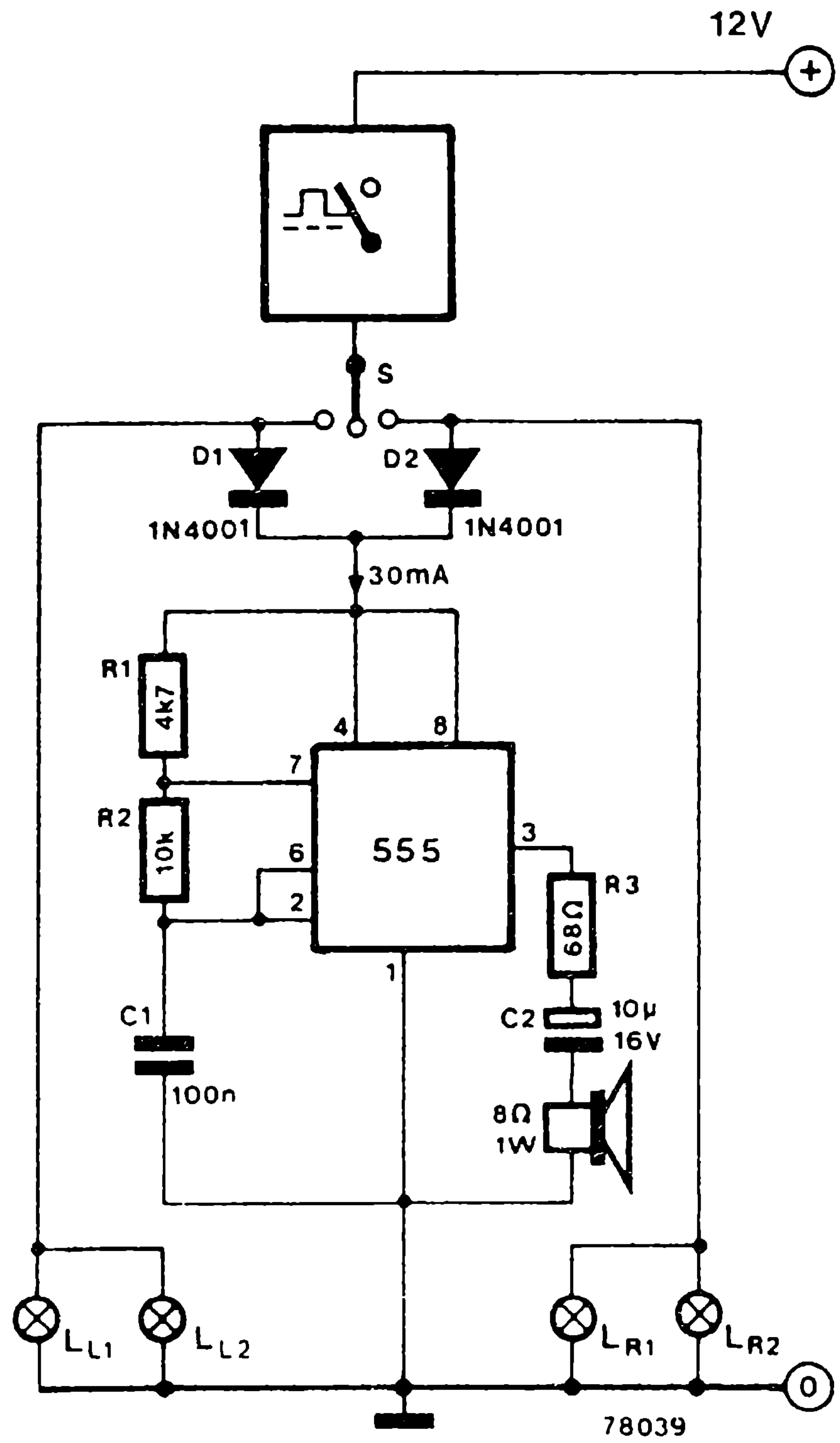


080 Semnalizare sonoră a luminii intermitente la autovehicule

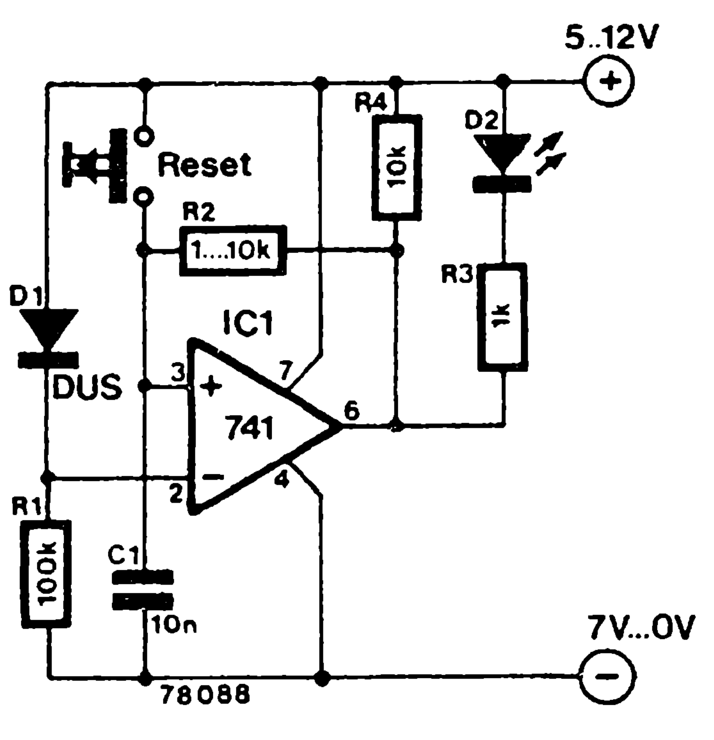
Se întâmplă adeseori ca semnalizatorul de schimbare a direcției la autoturism să nu deconecteze automat, de exemplu după depășirea unui alt autovehicul.

Releele mecanice de lumină intermitentă ne fac atenți la acest lucru prin zgomotul de declic caracteristic; în plus, pe bord luminează o lampă de control. Releele electronice, în schimb, lucrează fără zgomot. Atunci când conducătorul auto își dirijează atenția într-o măsură sporită asupra circulației, releul rămâne adeseori conectat neintenționat, ceea ce poate duce la neînțelegeri cu alți participanți la circulație, cu urmări grave. Acest montaj amintește conducătorului unui autovehicul echipat cu releu electronic de deconectarea la timp a releului.

Multivibratorul astabil construit cu releul de timp 555 produce, în acest scop, un semnal acustic atunci când ambele lumini intermitente stânga sau dreapta (L_{L1}/L_{L2}, respectiv L_{R1}/L_{R2}) primesc tensiune. Intensitatea sonoră poate fi reglată după dorință, prin alegerea unei alte valori pentru R3 (minimum 63 Ω). O modificare a înălțimii sunetului se realizează prin schimbarea valorii lui C1.



081 Indicator de cădere a tensiunii



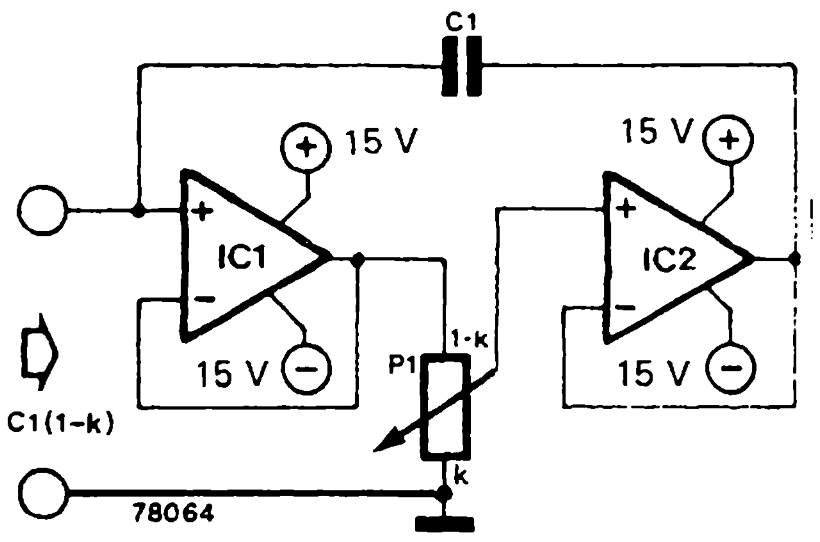
Pentru o serie de sisteme electronice, căderea pentru scurt timp a tensiunii de alimentare are un efect neplăcut. Acest lucru este valabil în special pentru memoriile RAM din microcalculatoare, care „se pot încurca“ chiar și la un scurt impuls accidental din rețeaua de tensiune. Dacă asemenea deranjamente nu pot fi înlăturate complet, în schimb aproape că nu ne putem lipsi de indicatorul de cădere a tensiunii sau de existență a unor impulsuri perturbatoare. În asemenea situații, montajul prezentat aici poate fi foarte util. El arată, prin aprinderea unui LED, că a avut loc o cădere de scurtă durată a tensiunii de rețea sau că pe tensiunea de alimentare s-a suprapus un impuls perturbator.

082 *Capacitate reglabilă*

Două amplificatoare operaționale conectate ca repetor de tensiune, un potențiometru și un condensator formează împreună o capacitate care poate fi reglată, cu ajutorul lui P1, între câtiva pF (capacitate parazită) și valoarea lui C1.

Bornele acestui condensator variabil sunt intrarea neinversoare a lui IC1 și masa.

Deoarece IC1 este conectat ca repetor de tensiune, tensiunea de intrare apare și pe P1. Prin cursorul lui P1 este condusă la IC2 tensiunea parțială kUi. Factorul k este egal cu raportul dintre rezistența parțială, dependentă de poziția cursorului, și rezistența totală a lui P1. Pe C1 se găsește tensiunea (1 – k)Ui; pentru sarcină este valabilă relația: Q = CU, adică Q = C1(1 – k)Ui. Capacitatea efectivă este: C = Q/Ui = C1(1 – k)Ui/Ui sau, simplificat: C = C1(1 – k).



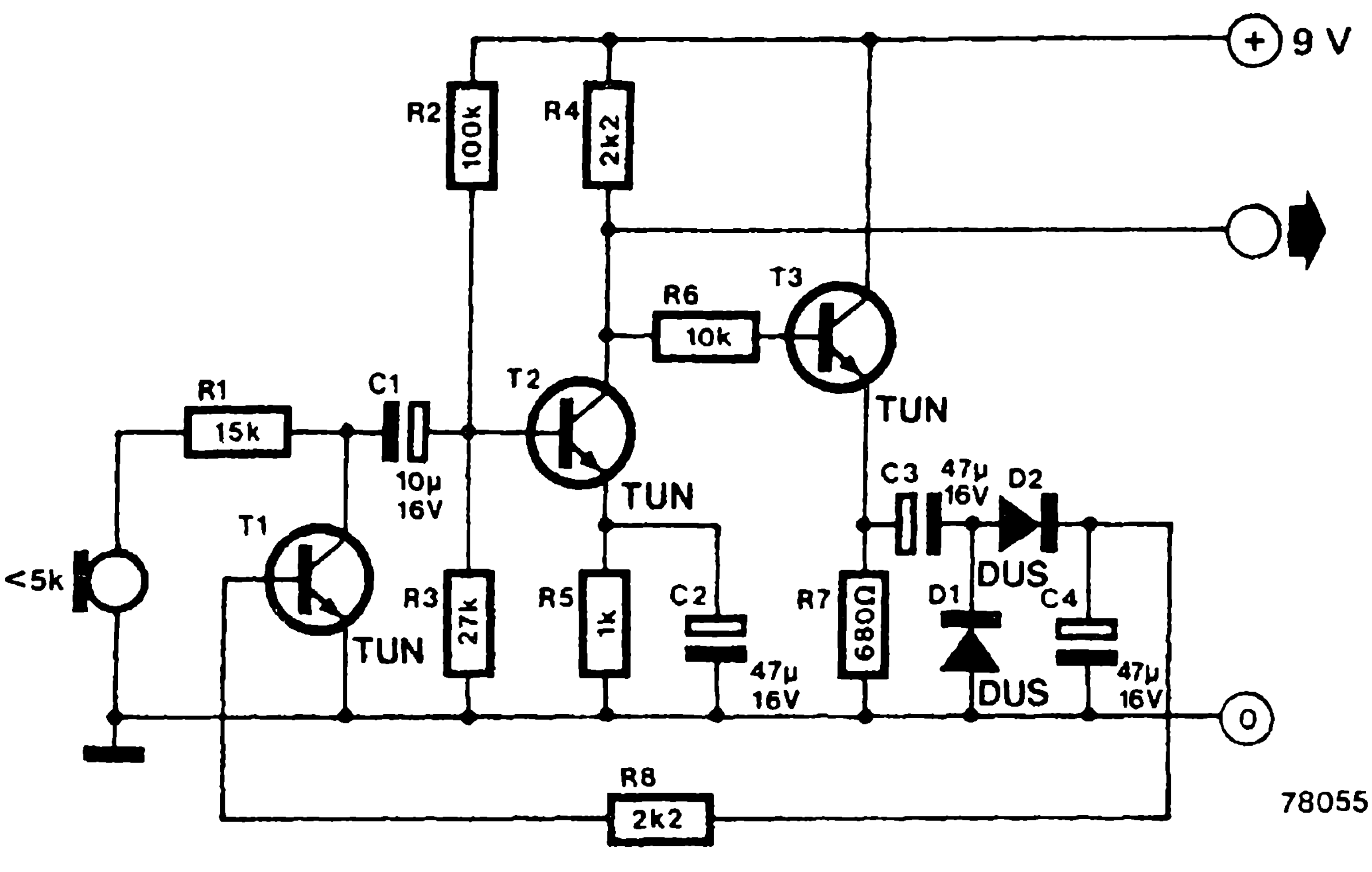
IC1,IC2 = LF 356, ¼ TL 084

083 *Amplificator de modulație reglat*

Acest amplificator de microfon este echipat cu un regulator care suspendă amplificarea la semnale de intrare slabe. Montajul a fost conceput pentru înglobare în aparate de radiotelefonie.

Semnalul amplificat de T2 ajunge prin repetorul pe emitor la cele două diode D1 și D2.

Tensiunea redresată, a cărei mărime depinde de amplitudinea semnalului de intrare, este netezită de C4. Această tensiune comandă baza lui T1, astfel încât tensiunile de intrare înalte sunt atenuate mai puternic decât cele joase. Tensiunea maximă de intrare măsoară circa 1 Vvv. În locul microfonului poate fi utilizat și un difuzor ca sursă de semnal.

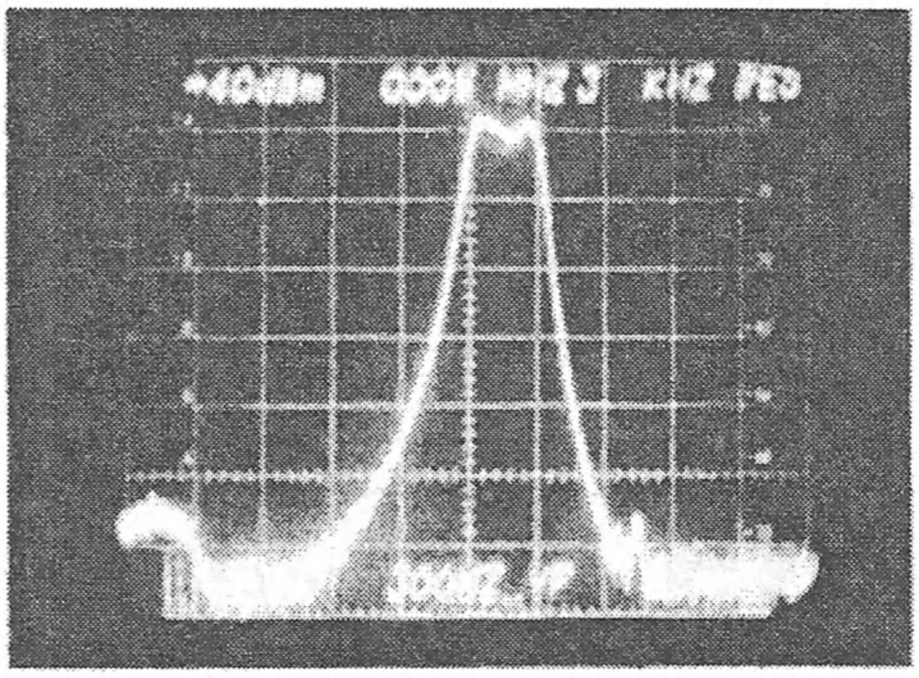


084 *Filtru ieftin cu cristal de cuarț*

Având în vedere prețurile pentru cristalele de cuarț, în special pentru anumite tipuri care sunt destinate receptoarelor TV color, poate fi luată în considerare ideea de a echipa filtrele SSB cu astfel de cristale. Aceasta se poate realiza după metoda prezentată aici; filtrul astfel construit are o lățime de bandă (–6 dB) de circa 2,2 kHz.

Din forma cablajului reiese felul cum sunt aranjate cristalele de cuarț și restul componentelor. Deoarece intrarea și ieșirea sunt depărtate în spațiu una de alta cât mai mult posibil, se obține o atenuare înaltă în afara domeniului de conducție. Conectarea a două rezistențe de 1 k, una la intrarea și alta la ieșirea filtrului, precum și a unui trimer de 18 p în paralel, fac posibilă acordarea ondulației, în domeniul de conducție, la maximum 2 dB.

Fotografia prezintă curba coeficientului de transmisie al filtrului. Surprinzător este faptul că aceasta nu este simetrică; pentru cele două fronturi ale curbei, factorii de formă sunt diferiți. Datele cele mai importante sunt sintetizate în tabel; ar mai fi de adăugat că atenuarea maximă ce se poate obține este de circa 90 dB.

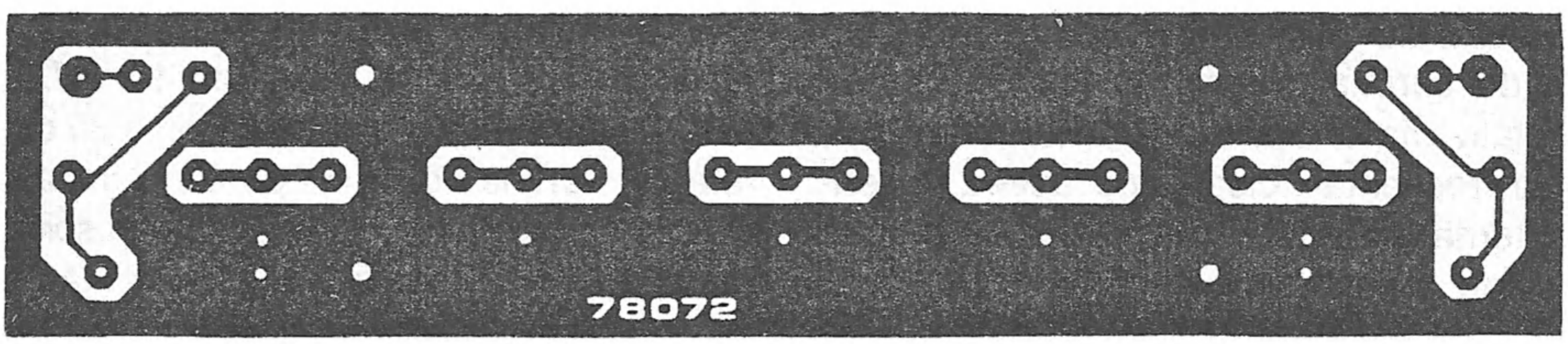


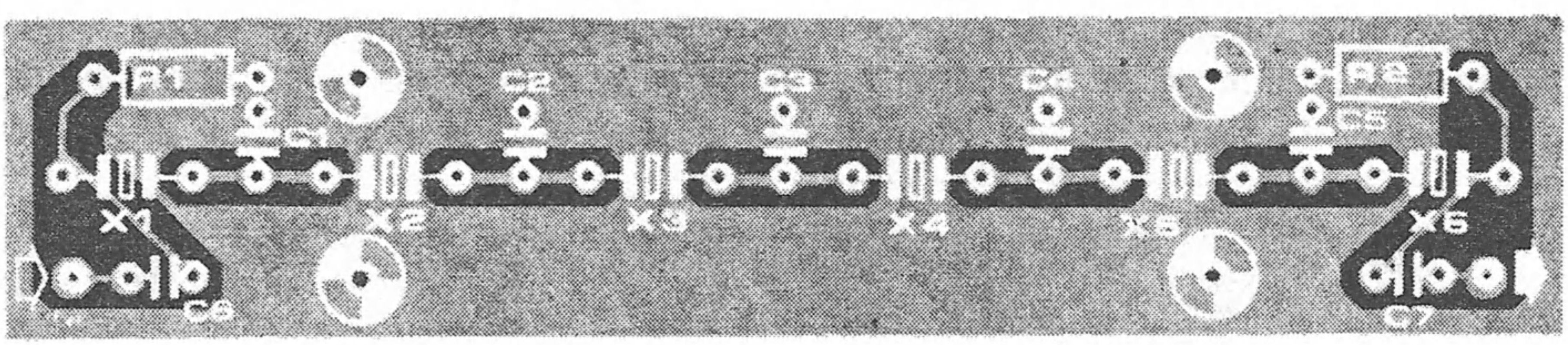
Lista de componente

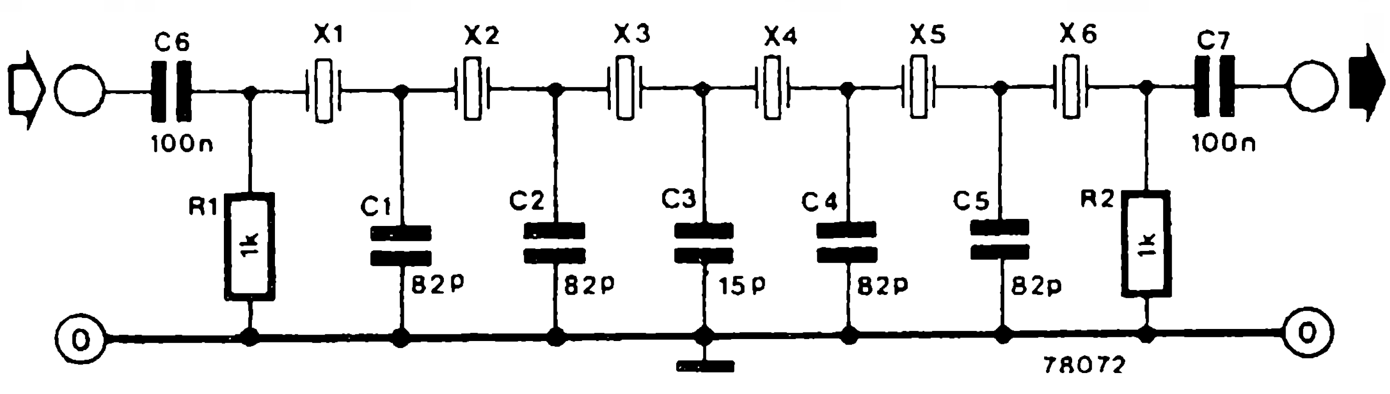
Rezistențe
R1, R2 = 1 k

Condensatoare
C1, C2, C4, C5 = 82 p
C3 = 15 p
C6, C7 = 100 n - ceramic

Diverse
X1, X2, X3, X4, X5, X6 =
4.433,618 kHz
(PAL Quarz)







X1 ... X6 = 4.433618 MHz PAL-Quarz

Tabel:

fo	=	4432,03 kHz		
f – 6 dB (r)	=	4433,06 kHz	B – 6 dB	2,26 kHz
f – 6 dB (l)	=	4430,70 kHz	B – 6 dB	2,26 kHz
f – 60 dB (r)	=	4435,30 kHz	B – 60 dB	7,90 kHz
f – 60 dB (l)	=	4427,40 kHz	B – 60 dB	7,90 kHz
Factor de formă (r)	=	1 : 3,17		
Factor de formă (l)	=	1 : 3,48		
Ondulație	=	2 dB		

085 *Iluminare cale ferată miniatură*

Iluminarea locomotivei și a vagoanelor instalației de cale ferată miniatură este de regulă simplă, ea fiind conectată în paralel cu motorul de antrenare al locomotivei. Pentru a se putea comanda viteza, trebuie totuși ca tensiunea de la transformator să fie reglabilă. Aceasta are ca urmare faptul că intensitatea iluminării depinde de viteza trenului. Atunci când trenul se oprește, se sting complet și luminile trenului. Aceasta nu este în concordanță cu realitatea.

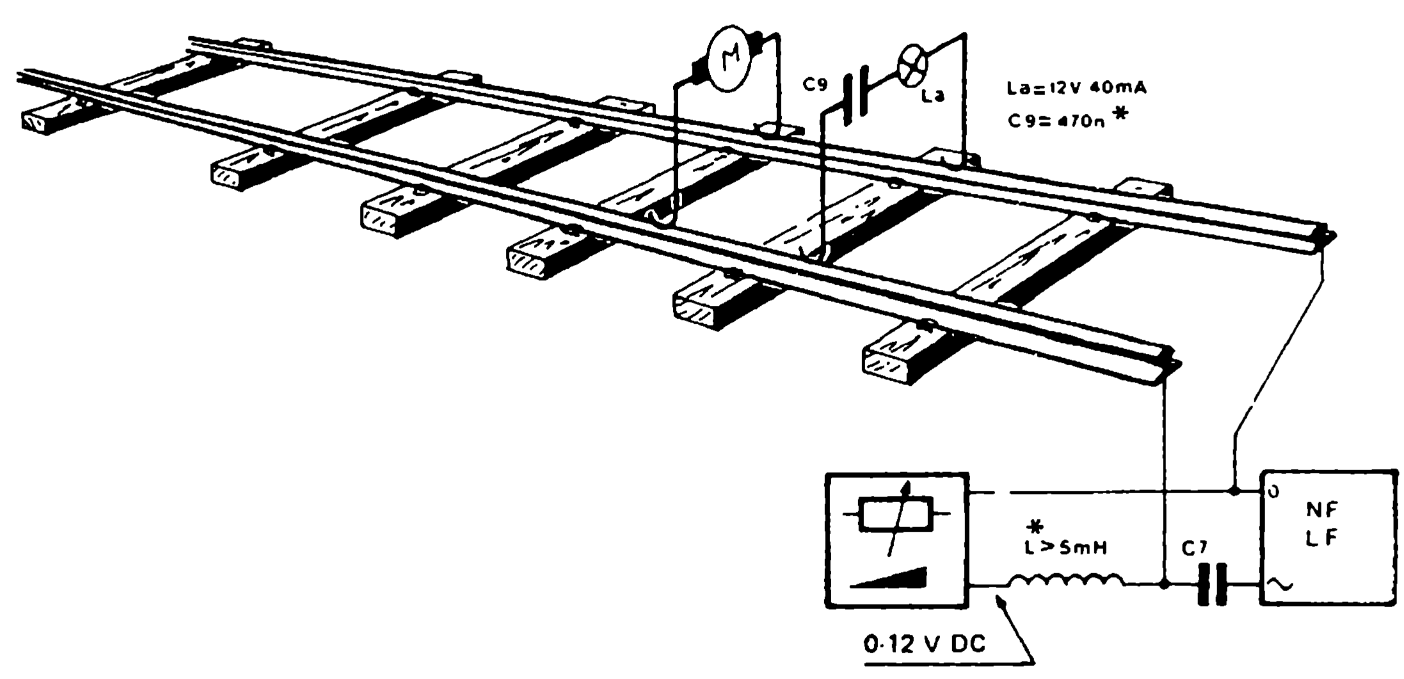
O alimentare a iluminatului independentă de tensiunea de acționare a motorului poate fi realizată cu montajul prezentat aici. El utilizează faptul că un motor de curent continuu nu funcționează cu o tensiune alternativă și că motorul de curent continuu prezintă o impedanță relativ mare față de o tensiune alternativă cu o frecvență ridicată; de aceea, o tensiune alternativă suprapusă peste tensiunea continuă de antrenare nu influențează viteza trenului; cu ea poate fi pus în funcțiune iluminatul. Pentru a realiza separarea tensiunii continue de antrenare de lămpile cu incandescentă, se conectează un condensator în serie cu acestea din urmă.

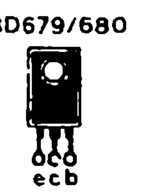
Din fig. 1 reiese principiul iluminării independente de viteza trenului.

Bobina de reactanță care se găsește în circuitul motorului de reglare ține departe tensiunea alternativă de partea de curent continuu a transformatorului. Prin bobină circulă curentul de antrenare relativ mare, de aceea este adecvată o execuție similară cu cea a difuzoarelor pasive.

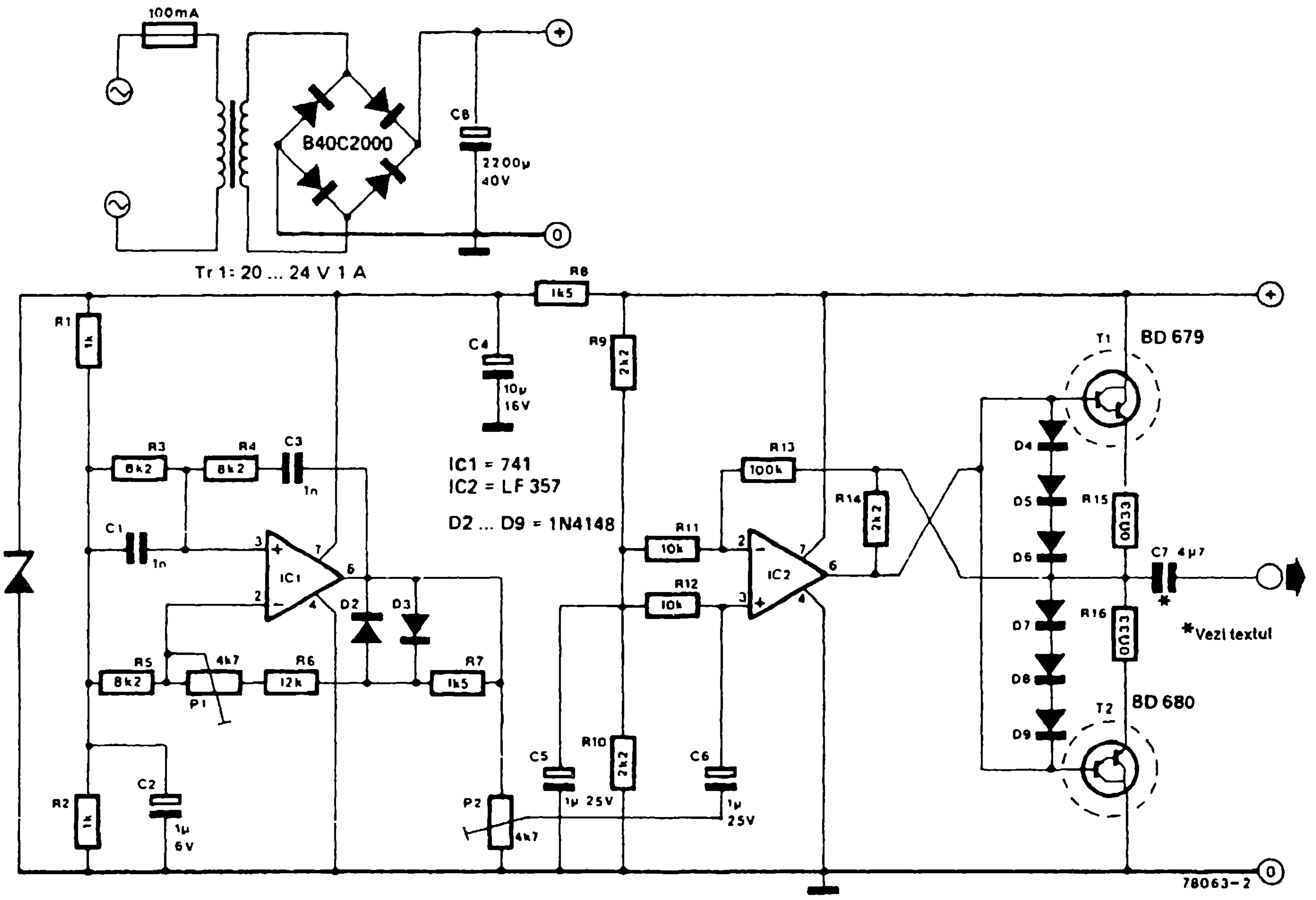
Fig. 2 arată montajul generatorului de tensiune alternativă care constă dintr-un oscilator sinusoidal și un amplificator final în contratimp. Generatorul furnizează un curent de circa 1,5 A, la o tensiune de ieșire de maximum 10 Vef. Acesta este suficient pentru a alimenta circa 30 de beculețe de mărime obișnuită pentru o instalație de cale ferată miniatură. Oscilatorul sinusoidal construit cu IC1 oscilează cu o frecvență de circa 20 kHz. Amplificarea este reglată cu P1 în așa fel încât forma curbelor tensiunii la ieșirea lui IC1 să fie cât mai apropiată posibil de sinusoidă.

1





2



Cu P2 poate fi reglată mărimea tensiunii de ieșire a generatorului; reglajul este optim atunci când la sarcina maximă (circa 30 beculețe) deformarea tensiunii de ieșire rămâne cât mai redusă. Pentru C7 este neapărat necesară utilizarea unui condensator cu folie de material plastic (de exemplu MKH sau MKM). Dacă valoarea dată nu poate fi procurată, pot fi conectate în paralel mai multe condensatoare mici. Condensatoarele electrolitice bipolare nu sunt indicate aici, deoarece acestea nu suportă curenți alternativi mari.

Așa cum s-a precizat mai înainte, în serie, înaintea lămpilor de iluminat, este conectat un condensator; ca valoare orientativă pentru acesta, se indică 0,5 µF pentru fiecare beculeț. Dacă iluminatul trenulețului constă din două beculețe conectate în paralel, atunci ele vor fi legate la culegătorii de curent printr-un condensator de 1 µF. Și aici este recomandată utilizarea condensatoarelor MKH sau MKM.

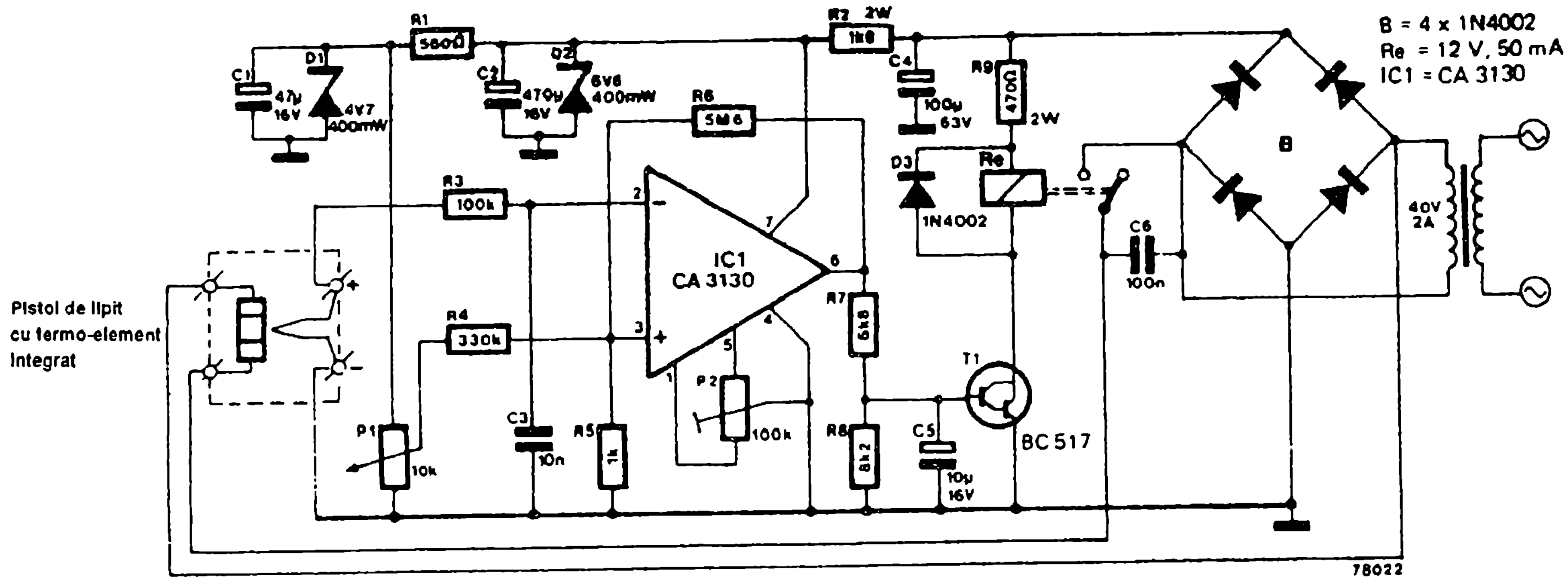
În final, ar mai fi de adăugat că tranzistoarele finale T1 și T2 trebuie să fie răcite și că ieșirea generatorului de tensiune alternativă este protejată la scurtcircuit.

086 *Regulator de temperatură simplu pentru pistolul de lipit*

Se poate realiza un regulator de temperatură bun pentru pistoalele de lipit de 40 V (de exemplu Selektra, TE6, 50 W) cu numai un singur amplificator operațional, un tranzistor și câteva elemente pasive.

Amplificatorul operațional este conectat în montaj de comparator și compară tensiunea termoelementului din letcon (valoarea efectivă) cu tensiunea pe potențiometrul P1 (valoarea reglată). Dacă tensiunea la intrarea inversoare a amplificatorului operațional este mai mică decât la cea neinversoare, atunci ieșirea comparatorului este pozitivă și tranzistorul T1 trece în starea de conducție. Releul anclanșează și elementul de încălzire al pistolului este conectat până când tensiunea la intrarea inversoare devine mai mare decât cea de la intrarea neinversoare. Diodele D1 și D2 au rolul de a asigura o stabilitate suficientă a tensiunii de referință la potențiometrul P1.

Reglarea aparatului: termoelementele de tip obișnuit dau circa 5 mV / 100°C. Potențio-



metrul P1 se rotește până la capăt în sensul tensiunii pozitive. Releul anclanșează după aplicarea tensiunii transformatorului; tensiunea pe termoelement se măsoară cu un milivoltmetru.

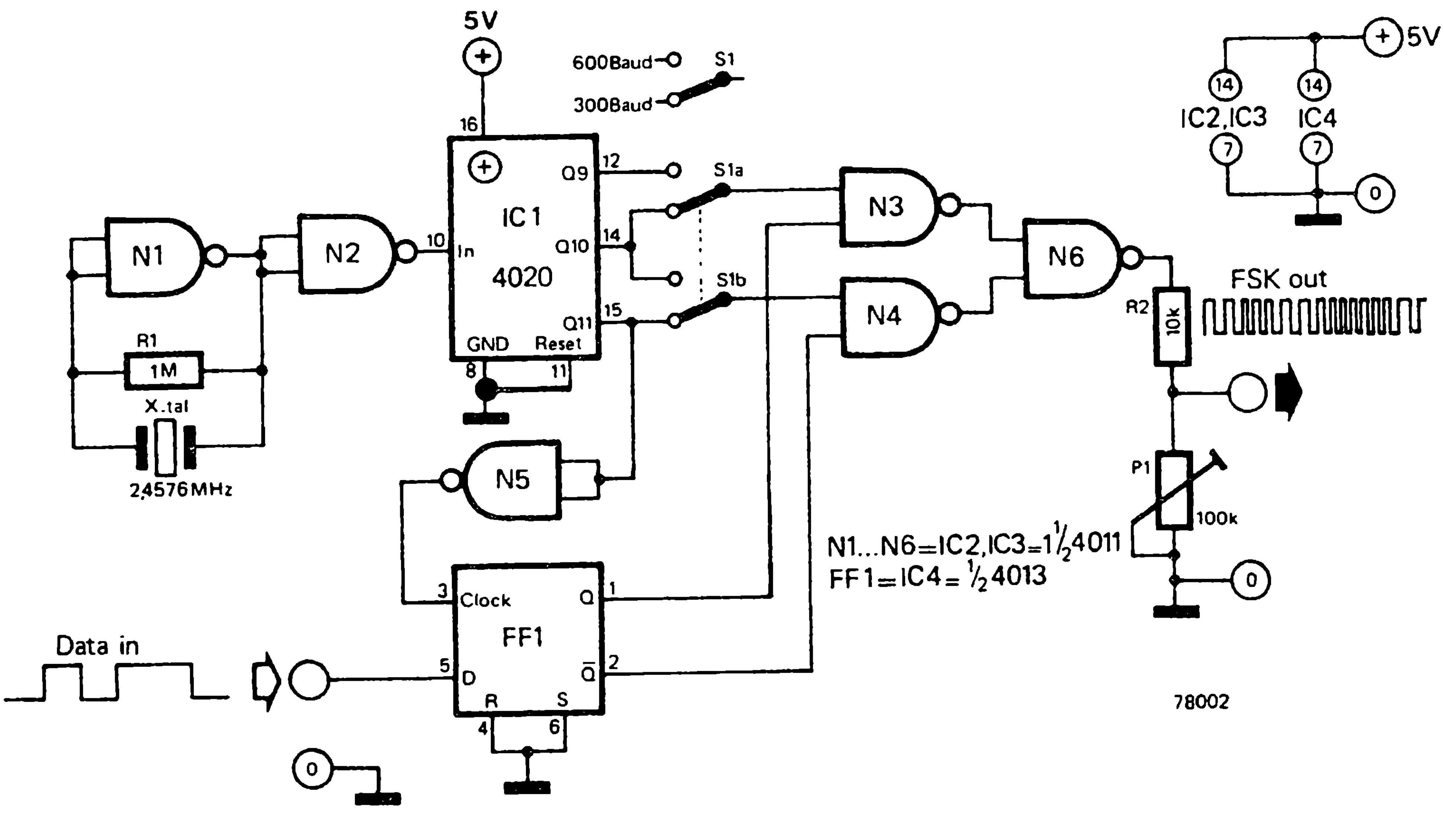
Potențiometrul semireglabil P2 este rotit în așa fel încât releul să declanșeze la o tensiune pe termoelement de 20 mV (400°C).

087 *Modulator FSK CMOS*

Pentru a înmagazina informații digitale pe bandă magnetică, sau pentru a le transporta prin conductoare lungi (telefonie), poate fi utilizat un așa-zis modulator FSK (FSK = Frequency Shift Keying = comutator de frecvențe cheie), care convertește informațiile digitale în semnale radio. Montajul prezintă un modulator FSK simplu și fiabil.

Frecvența produsă de un oscilator comandat cu un cristal de cuarț (aici 2,4576 MHz) este divizată de un divizor binar (IC1) cu 14 etaje. La ieșirea Q10 avem la dispoziție o frecvență de 2400 Hz, în timp ce frecvența la ieșirea Q11 este exact la jumătate, adică 1200 Hz.

Deoarece oscilatorul este stabilizat cu cristal, aceste două frecvențe sunt extrem de sta-



bile. În funcție de semnalul la intrarea Data („0" sau „1"), la ieșire ajunge una din cele două frecvențe. Comutarea frecvenței are loc prin multivibratorul FF1 împreună cu cele 2 porți logice N3 și N4. Deoarece multivibratorul bistabil este tactat de semnalul de 1200 Hz, semnalul FSK constă din perioade complete ale semnalului de 1200 Hz, respectiv 2400 Hz. Aceasta este necesar pentru a ușura demodularea ulterioară a semnalului FSK.

În cazul în care comutatorul S1 stă în poziția din figură, atunci modulatorul se pretează pentru o viteză de transmisie de 300 Bd (Baud = biți pe secundă). După comutarea lui S1, viteza poate fi de 600 Bd. În acest caz sunt conectate la ieșire frecvențele de 2400 Hz și 4800 Hz, astfel încât capacitatea de recunoaștere este la fel de mare ca la 300 Bd.

Mărimea tensiunii de ieșire depinde de potențiometrul de reglaj P1. Atunci când modulatorul trebuie cuplat cu un magnetofon sau un casetofon, trebuie conectat pe cât posibil un filtru trece-jos între ieșirea modulatorului și intrarea aparatului de înregistrare. Un element simplu RC, a cărui frecvență limită este de circa 5 kHz este suficient aici.

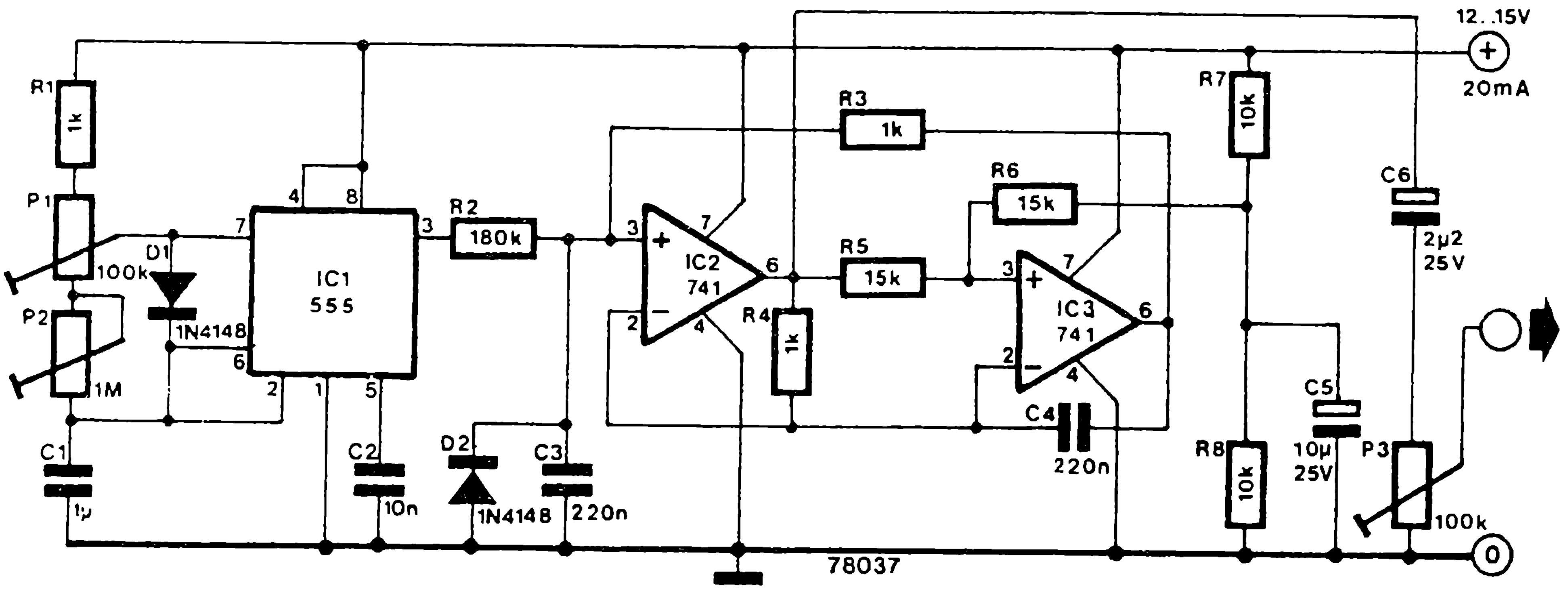
Cuarțul de frecvența dată, de 2,4576 MHz, este ușor de găsit în comerț. Totuși, nu suntem legați de această frecvență ci, pentru o altă frecvență a oscilatorului, putem eventual să utilizăm alte ieșiri ale divizorului și să lucrăm cu alte frecvențe FSK.

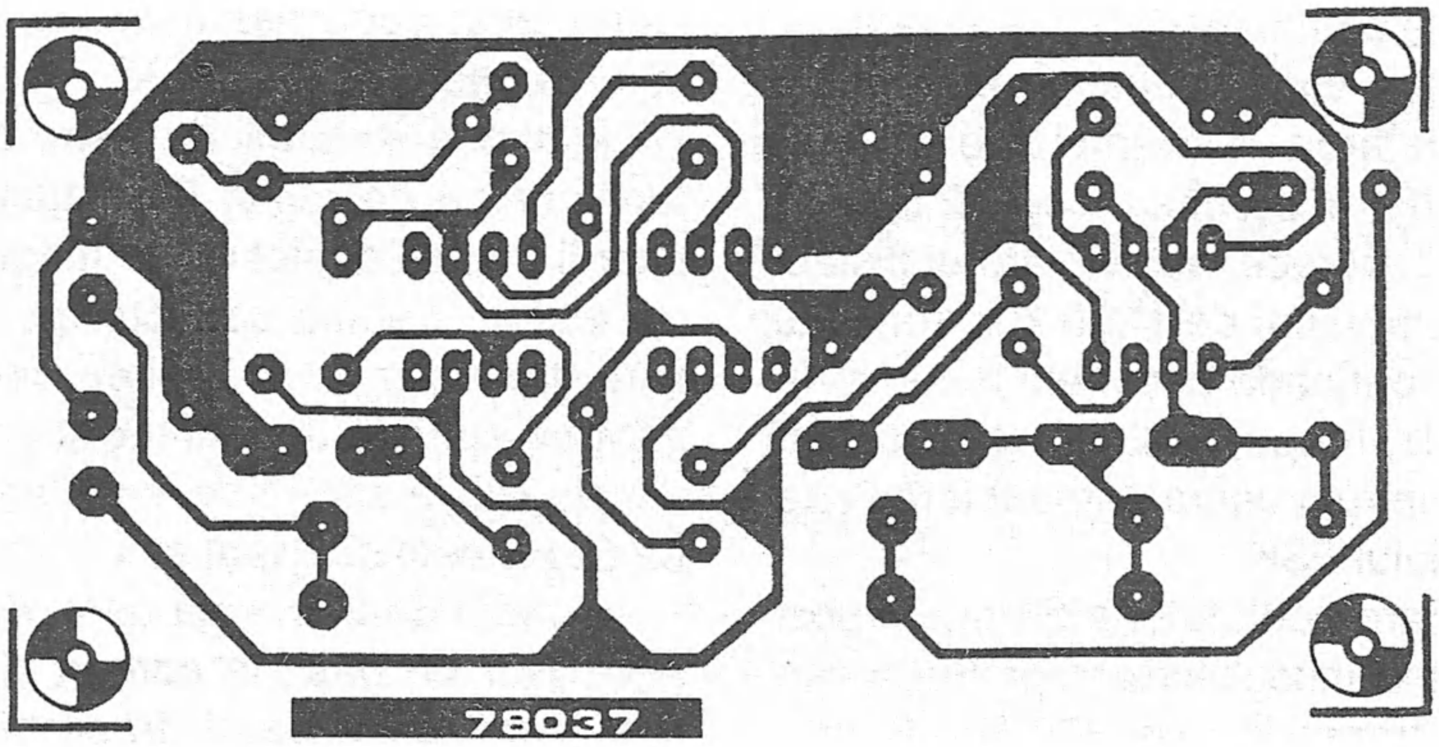
(H. W. Braun)

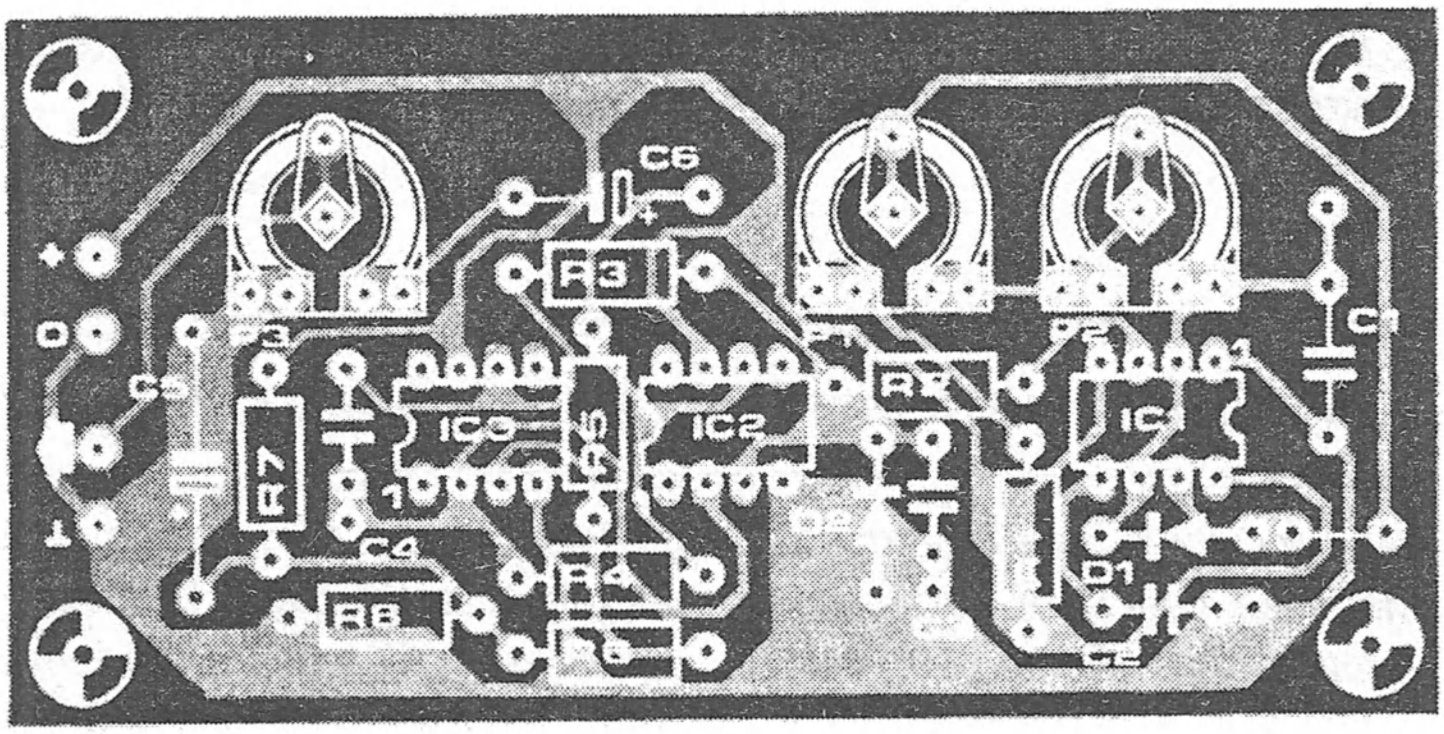
088 *Avertizor acustic pentru traversările de cale ferată miniatură*

Pentru siguranța trecerilor la instalațiile miniatură de cale ferată, este necesară dotarea cu bine-cunoscutul semnal de avertizare „cling-cling-cling". Electronica oferă și aici o soluție. Cele două amplificatoare operaționale formează un oscilator reglat cu puțin înainte de intrarea în oscilație. Oscilatorul este „impulsionat" periodic de circuitul integrat tip 555 (IC1) conectat ca multivibrator astabil. La ieșirea montajului apar oscilații sinusoidale amortizate exponențial; amplitudinea exponențială maximă a lor este de aproximativ 5 V, astfel încât poate fi aplicată la orice etaj final.

Frecvența succesiunii se reglează cu potențiometrul semireglabil P2, astfel încât sunetul să corespundă celui al modelului mecanic. Lățimea impulsului de comandă al oscilatorului depinde de P1; acest potențiometru trebuie astfel reglat, încât „cling"-ul să sune cât mai realist. Rezistența R2 influențează forma oscilației, în timp ce condensatoarele C3 și C4 stabilesc frecvența de oscilație. Dacă se dorește producerea altor efecte sonore, se pot modifica valorile acestor componente. În final, intensitatea semnalelor de avertizare se reglează cu potențiometrul semireglabil P3.







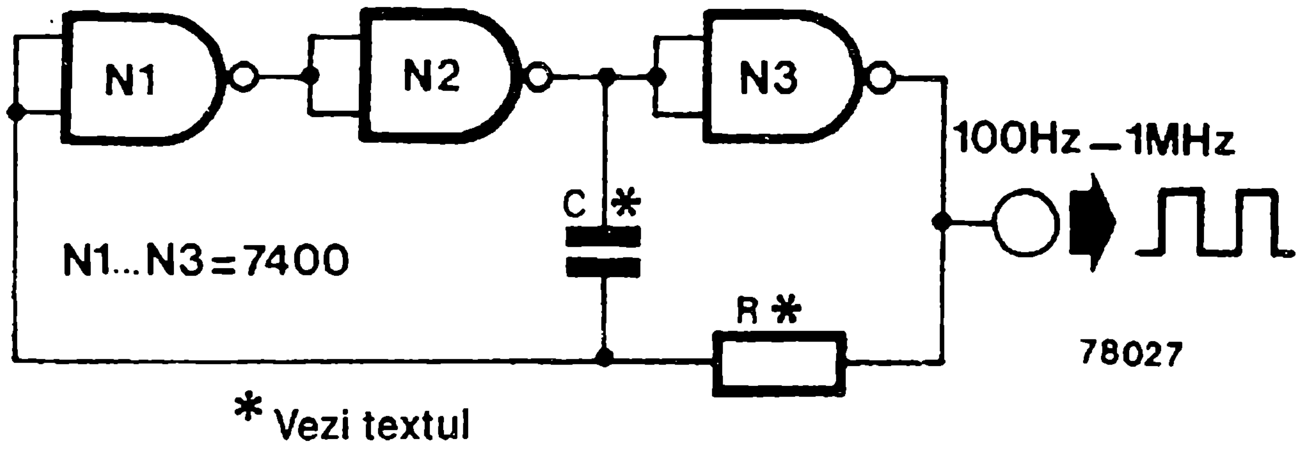
Lista de componente

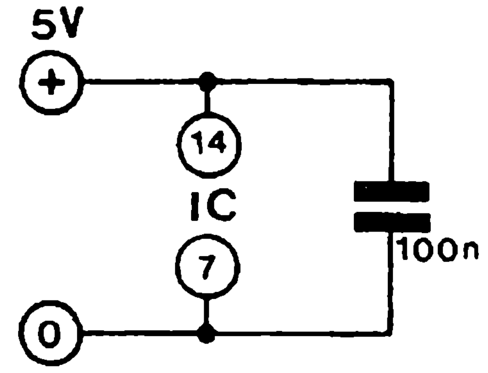
Rezistențe	**Condensatoare**	**Semiconductoare**
R1, R3, R4 = 1 k	C1 = 1 μ	IC1 = 555
R2 = 180 k	C2 = 10 n	IC2, IC3 = 741 minidip, TO
R5, R6 = 15 k	C3, C4 = 220 n	D1, D2 = 1N4148
R7, R8 = 10 k	C5 = 10 μ / 25 V	
P1, P3 = 100 k potențiometre semireglabile	C6 = 2μ2 / 25 V	

089 *Oscilator dreptunghiular TTL*

Un generator de semnale dreptunghiulare poate fi realizat foarte simplu cu numai trei porți logice TTL; generatorul este apt pentru cele mai variate aplicații. Acest montaj poate fi considerat ca model universal pentru asemenea oscilatoare. Oscilatorul lucrează într-un domeniu de frecvență larg; stabilitatea sa este suficientă pentru cele mai multe aplicații. El pornește fără probleme, construcția nu este critică iar frecvența este în mare măsură independentă față de tensiunea de alimentare.

Frecvența de oscilație este stabilită de elementul RC și de timpul de formare a semnalului inversorului (compus din trei porți NAND cu intrările conectate în paralel). Timpul de propagare al unui element logic este timpul care





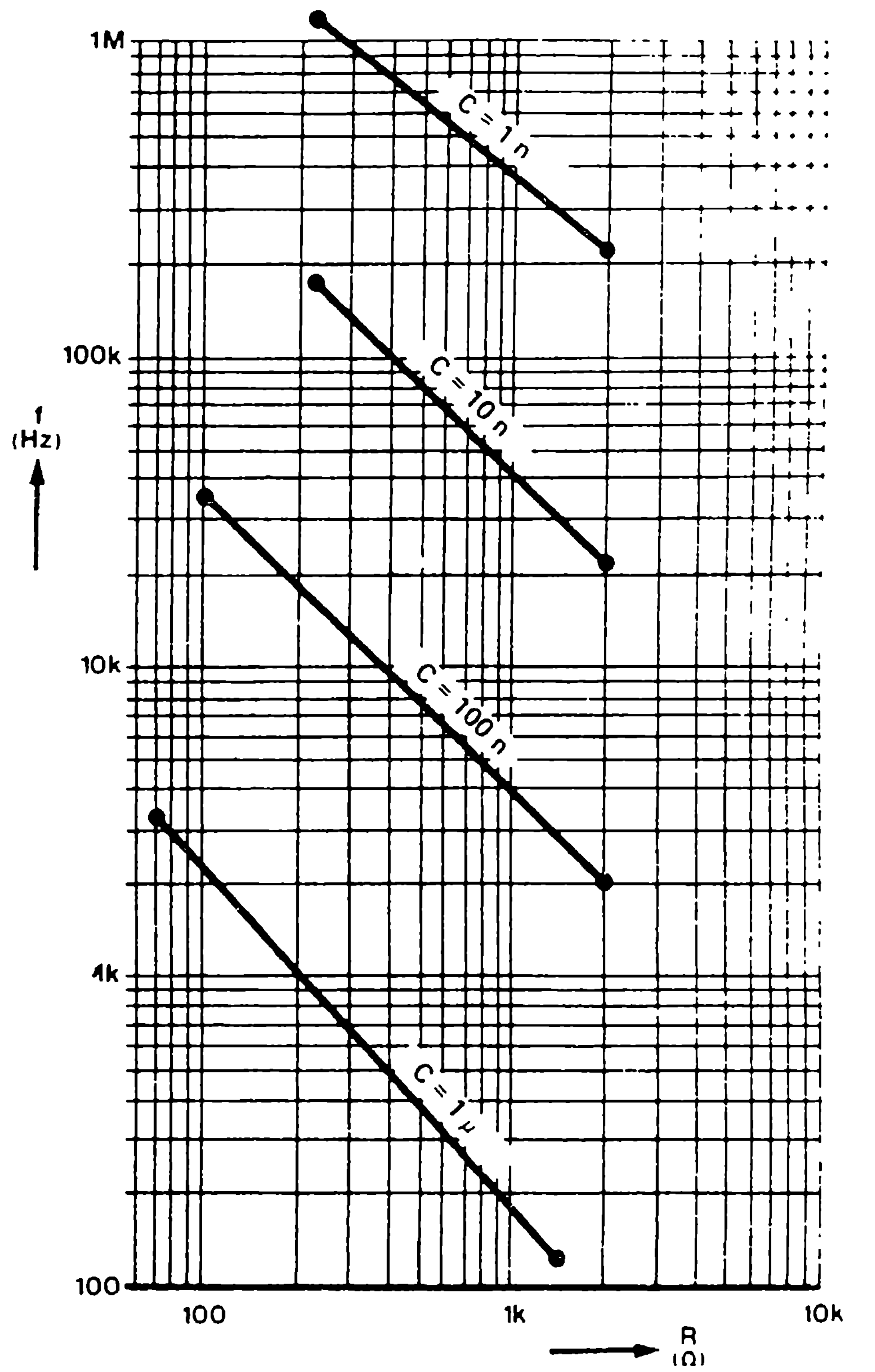
se scurge între modificarea semnalului de intrare și modificarea corespunzătoare a semnalului de ieșire. Deoarece acest timp este în general puternic dependent față de temperatură și de tensiunea de alimentare, el trebuie să influențeze cât mai puțin posibil frecvența oscilatorului. În fiecare perioadă a semnalului oscilatorului, semnalele de ieșire ale porții se modifică de două ori (de la „1“ la „0“ și invers); astfel încât timpul total de propagare al celor trei porți înseriate intră de două ori în calcul. Dacă frecvența oscilatorului fo trebuie, pe cât posibil, să fie independentă de tensiunile de alimentare și de variațiile de temperatură, atunci fo trebuie să rămână mică în comparație cu:

$$\frac{1}{2 \cdot t_p \cdot n}$$

(t_p este timpul de întârziere nominal pe fiecare poartă, iar n este numărul porților).

La oscilatorul descris aici, t_p = 10 ns (valoare tipică) și n = 3, astfel încât pentru frecvența oscilatorului este valabilă condiția:

$$fo << \frac{1}{2 \cdot t_p \cdot n} = \frac{1}{2 \cdot 10\,ns \cdot 3} = 16{,}6\ MHz$$



Din nomogramă se poate citi cu ce frecvență lucrează oscilatorul la o anumită combinație de valori ale lui RC. Pentru R nu trebuie aleasă o valoare mai mică decât cea dată în nomogramă; de exemplu, pentru C = 100 n, R nu trebuie să fie mai mic de 100 Ω.

Tensiunea la intrările porții N1 variază între circa +6 V și –4 V. Cu toate că aceste valori depășesc limitele prescrise de fabricant, în practică oscilatorul este fiabil. Pentru a fi mai siguri, înaintea intrărilor lui N1 se poate conecta o rezistență de 220 Ω; prin aceasta frecvența se modifică doar într-o măsură neînsemnată.

Atunci când rezistența R este înlocuită cu un potențiometru de 2k2 în serie cu o rezistență fixă, a cărei valoare corespunde celei mai mici valori admisibile pentru capacitatea utilizată, ia naștere un generator de semnale dreptunghiulare cu frecvență variabilă.

După același principiu se pot realiza și oscilatoare cu semnal dreptunghiular cu circuite integrate TTL Low Power Schottky sau cu circuite integrate CMOS.

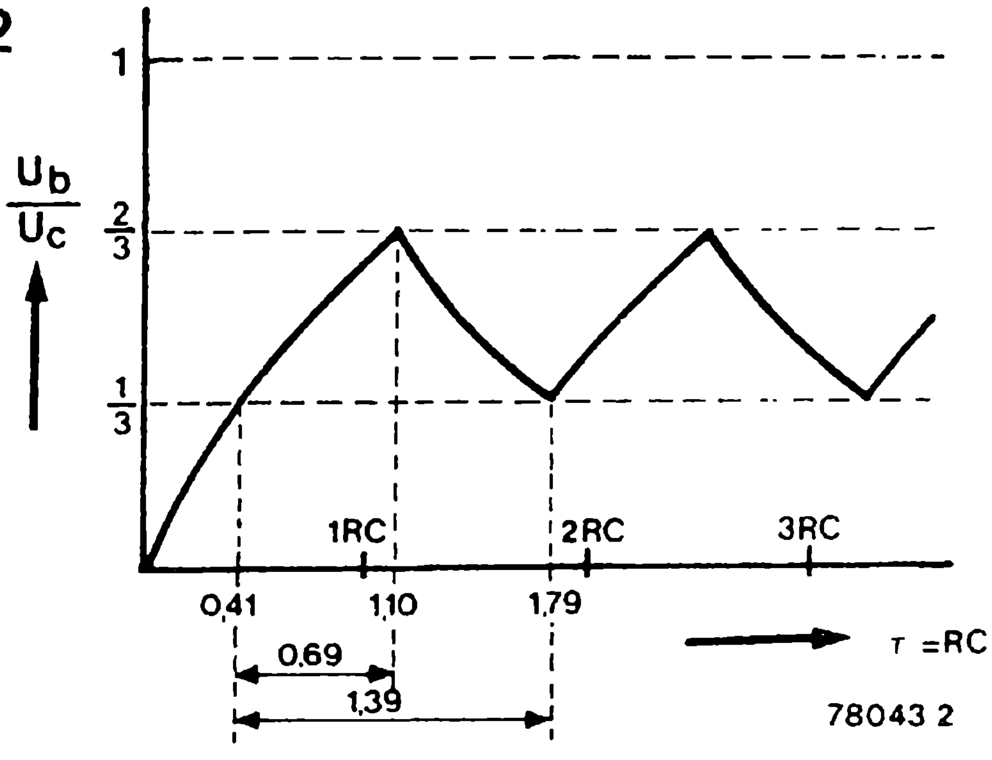
090 Generator de semnale dreptunghiulare

Practic, cu orice amplificator operațional se poate construi un oscilator dreptunghiular stabil. Versiunea prezentată aici se caracterizează totuși, față de montajele cunoscute, prin mai multe avantaje: oscilatorul lucrează sigur, frecvența este independentă în limite largi de tensiunea de alimentare, sunt necesare doar puține componente necritice.

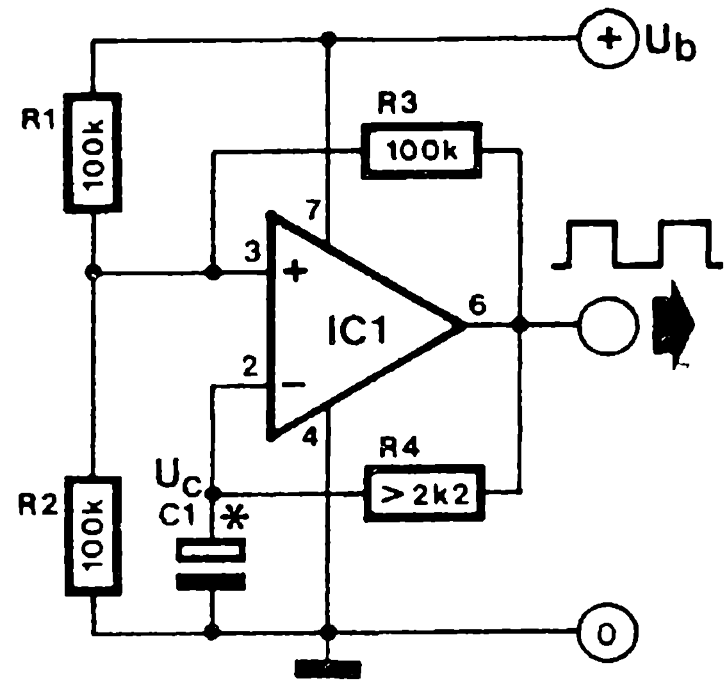
Oscilatorul lucrează astfel: condensatorul C1 este inițial descărcat. La conectarea tensiunii de alimentare, tensiunea condensatorului (tensiunea la intrarea inversoare a amplificatorului operațional) este încă nulă, în timp ce prin divizorul de tensiune R1/R2 la intrarea neinversoare ajunge o tensiune pozitivă. Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional ia prin urmare valoarea tensiunii de alimentare. La intrarea neinversoare se găsește de aceea doar 2/3 din tensiunea de alimentare (R1 și R3 sunt legate la +Ub).

Condensatorul C1 se încarcă acum lent prin R4. Imediat ce tensiunea condensatorului ajunge la 2/3 din tensiunea de alimentare, tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional scade la zero. La intrarea neinversoare nu se mai găsește acum 2/3 din tensiunea de alimentare, ci numai 1/3 (R3 este legat la masă prin ieșire). Condensatorul C1 se descarcă prin R4; imediat ce tensiunea sa scade sub 1/3 din tensiunea de alimentare, montajul basculează din nou în starea inițială. Procesul se repetă periodic; tensiunea condensatorului Uc variază aici între 1/3 și 2/3 din tensiunea de alimentare.

2



1



* Vezi textul   78043 1

Din fig. 2 reiese clar că frecvența de oscilație este realmente independentă față de tensiunea de alimentare. Pe axa verticală a sistemului de coordonate nu au fost trecute valori absolute, ci raportul tensiunilor Ub/Uc. La tensiuni de alimentare mai mari, prin R4 trece un curent mai mare de încărcare / descărcare; perioada de timp în care C1 își modifică tensiunea de la 1/3 la 2/3 din tensiunea de alimentare (și invers) rămâne totuși neschimbată.

Pentru frecvența oscilatorului este valabilă relația:

f = 1/1,4RC unde R = R4 (înΩ), iar C = C1 (în F); frecvența rezultă în Hz.

Raportul impuls – pauză al semnalelor dreptunghiulare produse este teoretic de 50%; în practică totuși pot apărea mici abateri datorate toleranței rezistențelor și asimetriei amplificatorului operațional.

În tabel sunt date câteva valori caracteristice ale montajului pentru diferite tipuri de amplificatoare operaționale. Se va avea în vedere să nu se depășească tensiunea maximă de alimentare prescrisă de fabricant. În apropierea limitei inferioare a tensiunii de alimentare, unele tipuri de amplificatoare operaționale își modifică puțin caracteristicile, ceea ce se face remarcat și prin modificarea frecvenței. Tensiunea nominală a lui C1 trebuie să fie de cel puțin 2/3 din tensiunea de alimentare.

Tabel

Amplificatorul operațional	U_b minim	U_b maxim	f_{osc} maxim	
709	5 V	36 V	325 kHz	
741	3,5 V	36 V	100 kHz	(peste 30 kHz - triunghiular)
CA 3130	3 V	16 V	275 kHz	
CA 3140	5 V	36 V	200 kHz	
CA 3100	8,5 V	36 V	275 kHz	
LF 357	3 V	36 V	325 kHz	
LM 301	3 V	36 V	325 kHz	

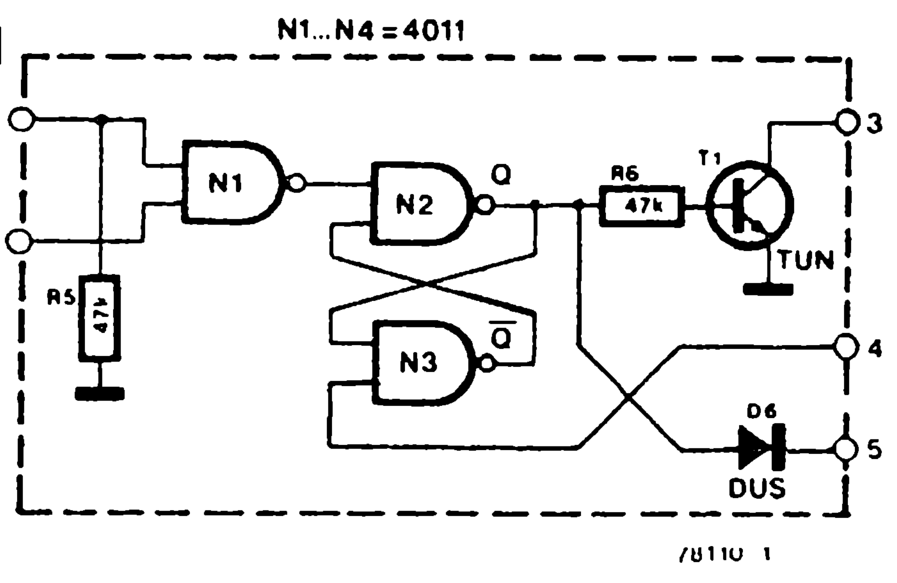
091 *Dispozitiv pentru desemnarea câștigătorului la concursuri*

Cu ajutorul acestui montaj se poate stabili care dintre participanții la un concurs „Cine știe, câștigă", crezând că știe răspunsul corect, apasă primul pe buton. Montajul poate fi extins pentru n concurenți. Cu ajutorul comutatorului S_R pot fi șterse toate indicațiile. Dacă doar un candidat apasă pe butonul său, atunci se aprinde LED-ul corespunzător, iar toate celelalte taste sunt blocate. Prin urmare, întotdeauna se aprinde doar un singur LED. Această situație se menține până când indicația este stinsă prin butonul reset S_R.

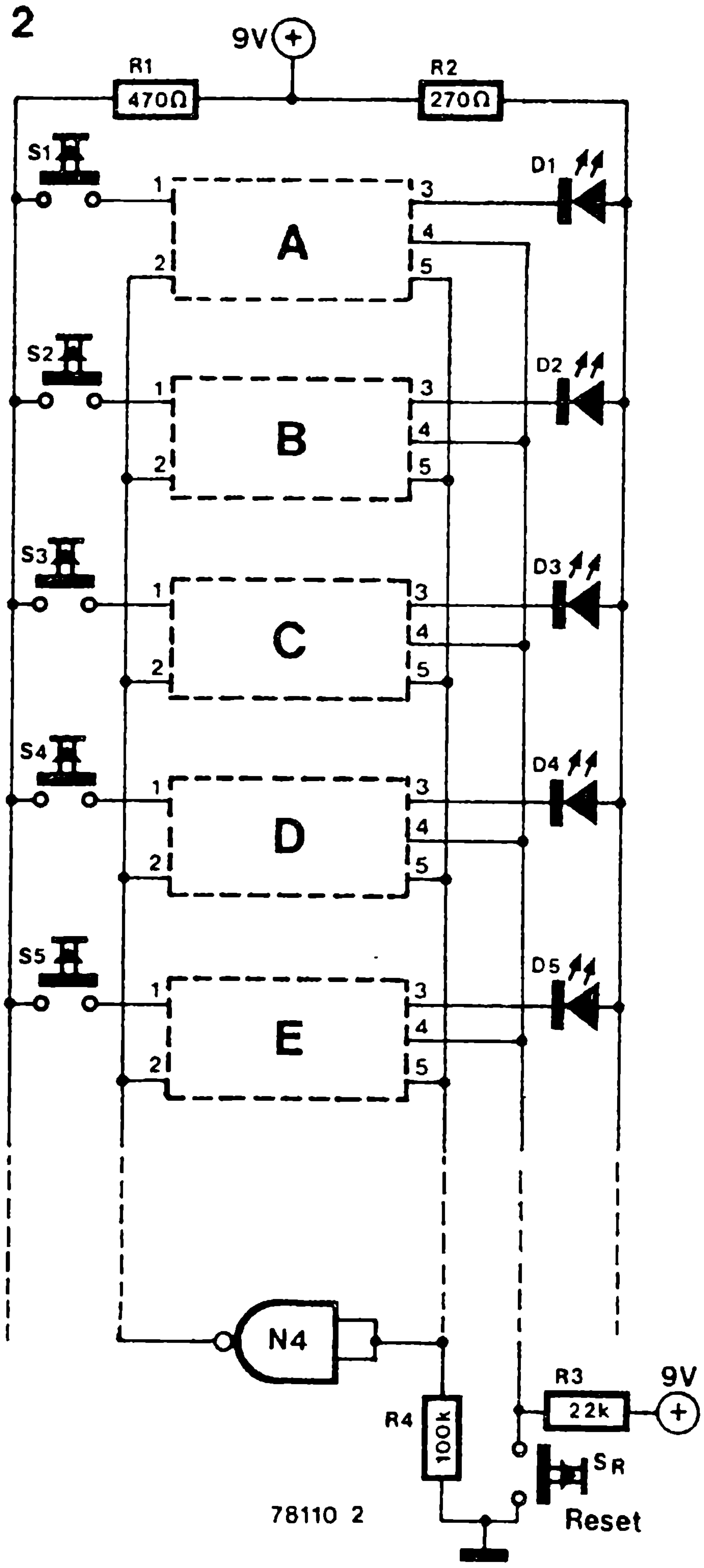
În figura 1 este dată schema internă a blocurilor A, B ... . Este vorba de un multivibrator bistabil RS care poate fi setat prin poarta N1 și resetat în punctul 4 (poarta N3). Curentul de ieșire al porții nu este suficient pentru a comanda LED-ul, de aceea tranzistorul T1 servește pentru comanda indicației.

Datorită circuitului integrat CMOS utilizat, curentul absorbit este foarte redus și poate fi acoperit cu o baterie de 9 V. Luminozitatea LED-ului este destul de mare la valoarea dată pentru R2. O creștere a lui R2 la 560 Ω sau

1



2

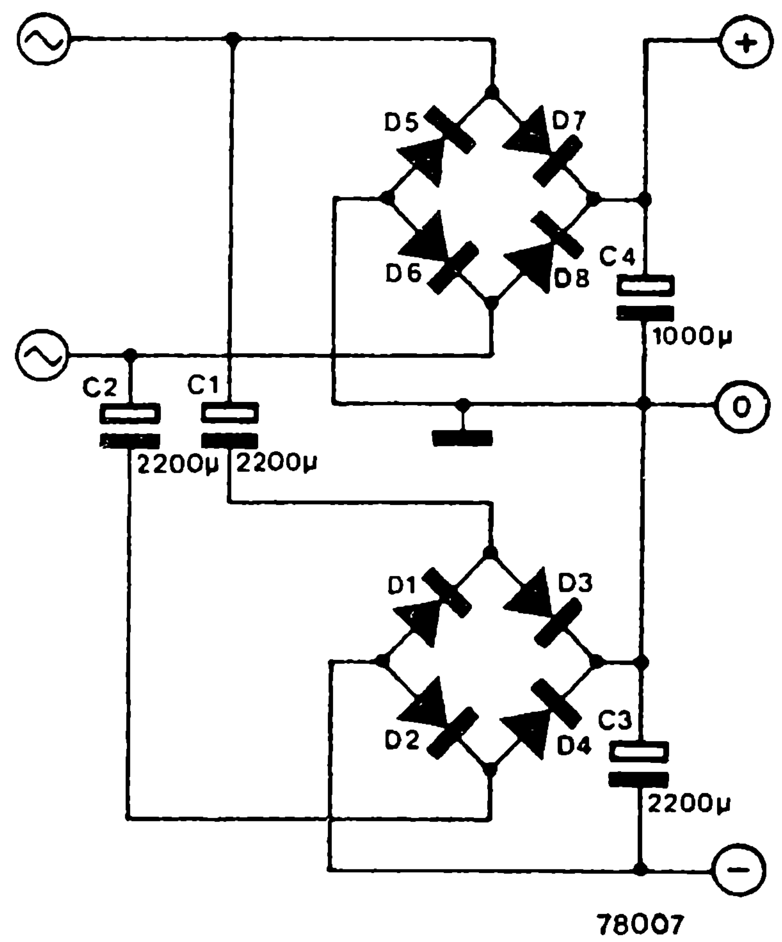


680 Ω duce la creșterea luminozității. Curentul de alimentare a montajului scade însă la jumătate (circa 15 mA) atunci când luminează un LED.

(P. Hendt)

092 Oglindă de tensiune

În câteva articole din Elektor s-a discutat deja cum se pot produce concomitent, în secundarul unui transformator fără priză mediană, o tensiune alternativă pozitivă și una negativă. Acest montaj continuă această serie; el utilizează un al doilea redresor în punte (D1 ... D4) care este cuplat capacitiv cu secundarul transformatorului prin două condensatoare (C1 și C2). Deoarece tensiunea continuă produsă în acest mod nu este în legătură galvanică cu bornele transformatorului, la care este conectat și celălalt redresor în punte (D5 ... D8), ambele tensiuni continue pot fi combinate într-o tensiune simetrică.



Rezistența sursei ramurii negative este, datorită celor două condensatoare C1 și C2 conectate în serie, mai mare decât rezistența sursei ramurii pozitive. Din acest motiv, condensatorul C3 prezintă o capacitate mai mare decât C4, astfel încât la bornele de ieșire ale tensiunilor negativă și pozitivă pot fi măsurate rezistențe interne și tensiuni de brum aproximativ egale.

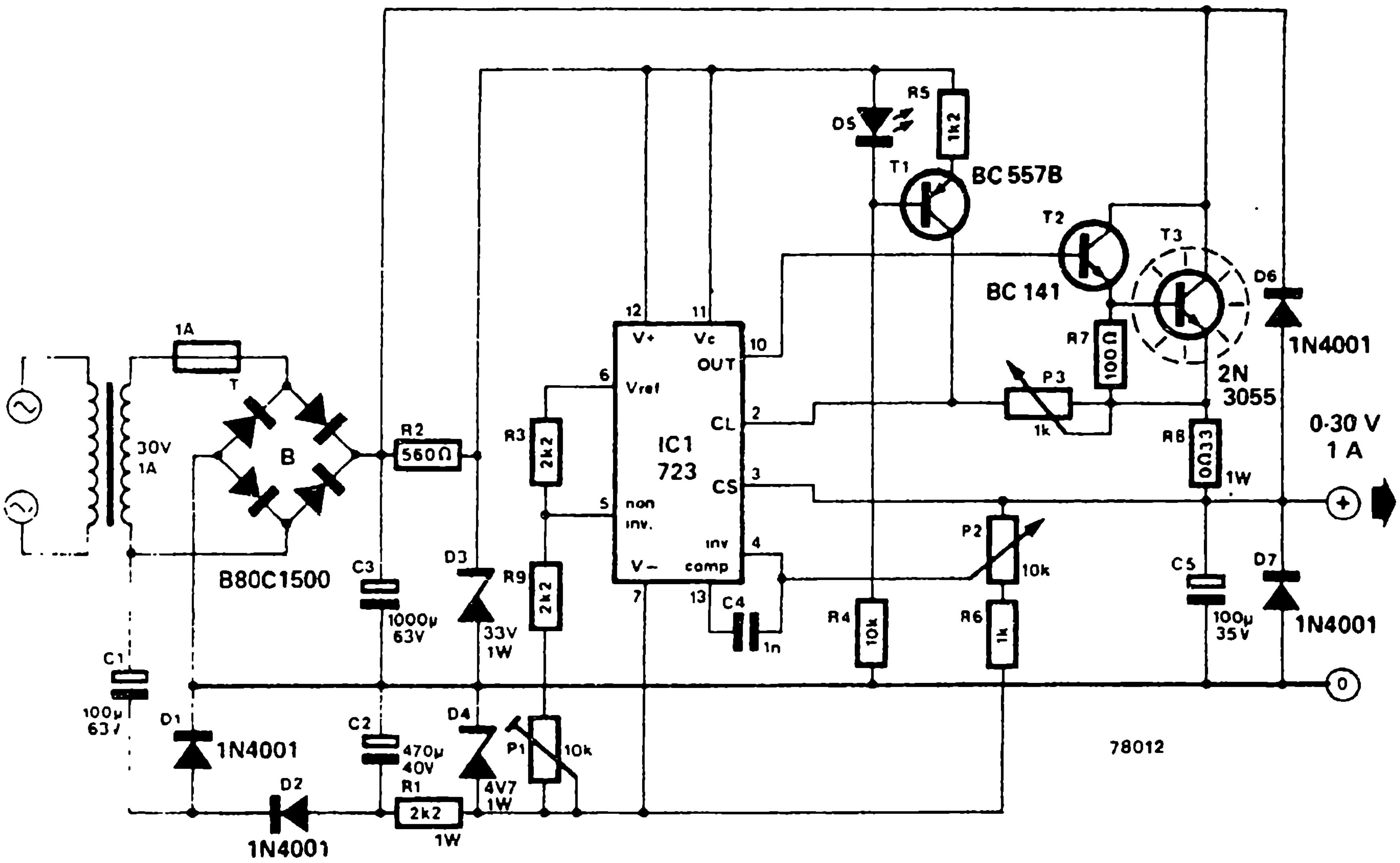
Tensiunile de lucru ale condensatoarelor electrolitice trebuie să fie cel puțin egale cu valoarea tensiunii de vârf a transformatorului ($\sqrt{2}\ U_{trafo}$). Cu valorile date pentru condensatoare, montajul furnizează un curent de circa 0,1 A, la o tensiune de 15 V și o tensiune de brum de 1 V. Pentru a reduce ondulația tensiunilor de ieșire pot fi multiplexate valorile ambelor capacități, cu același factor.

Redresoarele în punte sau diodele individuale trebuie să fie dimensionate corespunzător tensiunii trafo aplicate și curentului absorbit.

(H. Sprenger)

093 Alimentare reglabilă 0 ... 30 V / 1 A

Grupa montajelor de alimentare este completată aici cu o versiune multifuncțională, care furnizează o tensiune de ieșire reglabilă între 0 ... 30 V la un curent de până la 1 A (și la tensiuni foarte mici) și care este înzestrată cu o limitare de curent programabilă. Pentru a se putea extinde domeniul de reglaj al tensiunii până la zero volți, trebuie luate (ca și la alte montaje cu 723) o serie de măsuri tehnice. În montajul standard, circuitul 723 furnizează o tensiune de ieșire minimă de circa 2 V; aceasta este motivată de amplificatoarele diferențiale existente în 723. Aici problema a fost rezolvată printr-o tensiune negativă ajutătoare. La borna de masă a lui 723 (pin 7, carcasă DIL) se aplică tensiunea de –4,7 V stabilizată de dioda



Zener D4. Domeniul de reglare este împins prin acest artificiu cu 4,7 V mai jos. În principiu ar fi fost suficientă și o tensiune ajutătoare de –2 V; dar trebuie luată în considerare și tensiunea offset (mică) a amplificatoarelor diferențiale interne; de aceea, intrarea neinversoare a amplificatorului diferențial (pin 5) este legată la masă prin R9 și P1, astfel încât tensiunea de offset poate fi compensată lejer.

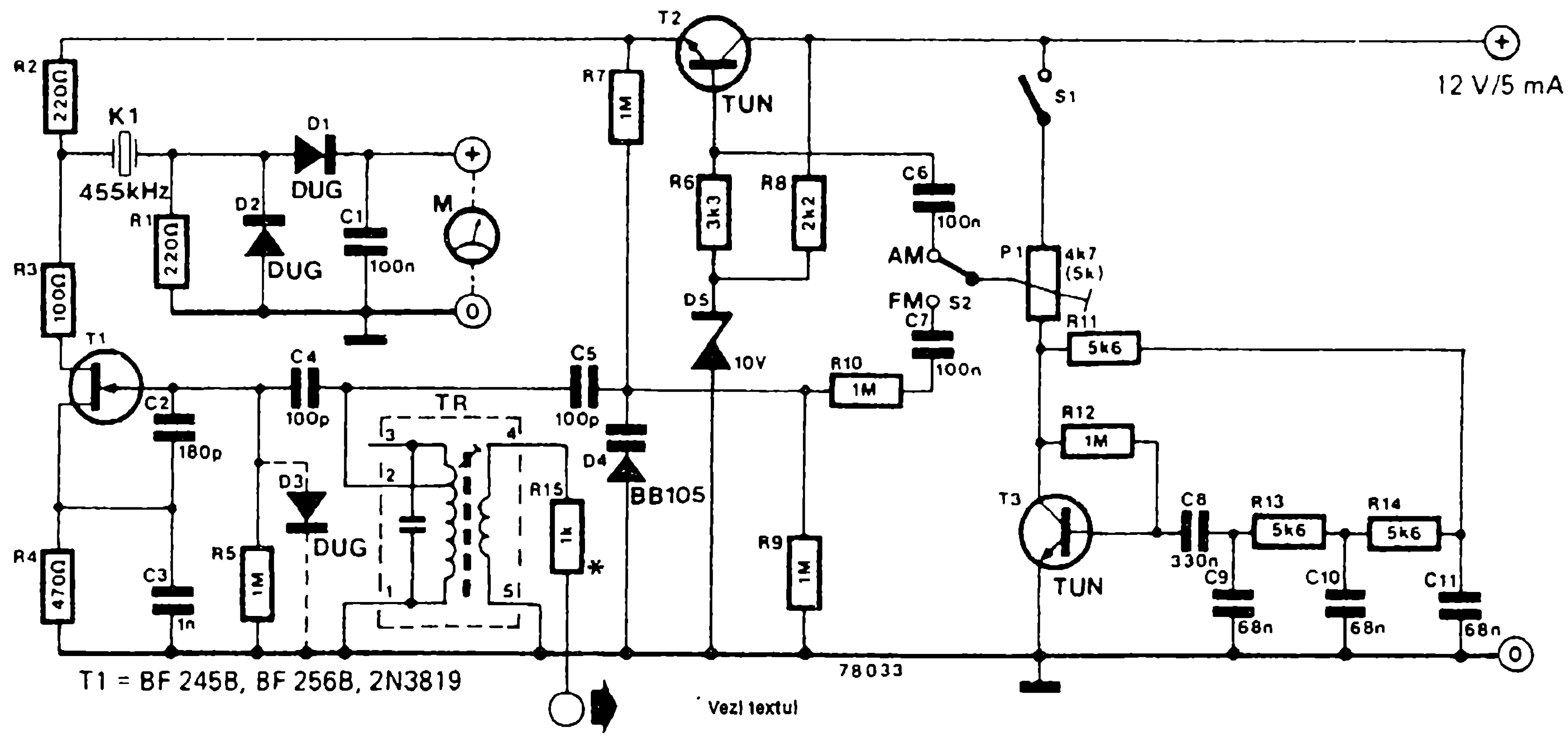
Rezistența R8 servește la limitarea curentului; valoarea ei este dimensionată pentru un curent de maximum 1 A. Curentul de ieșire poate fi la rândul său reglat continuu cu potențiometrul P3, rezistența maximă a lui P3 corespunzând curentului minim. Atunci când P3 este reglat (teoretic) pe zero miliamperi, tensiunea de ieșire poate avea bineînțeles doar zero volți. Ar mai fi de observat că LED-ul D5 (el luminează slab când este conectat aparatul) furnizează tensiunea pentru sursa de curent construită cu T1

La prima punere în funcțiune, alimentarea se reglează după cum urmează: se încarcă ieșirea cu o rezistență 1 k / 1 W, se rotește P3 pe rezistența minimă și se reglează P2 astfel încât cursorul său să se găsească pe plusul tensiunii de ieșire. Cu P1 se aduce tensiunea de ieșire la exact zero volți. Dacă domeniul de reglare al lui P2 nu ajunge până la 30 V, valoarea lui R6 poate fi scăzută puțin. La un prototip de laborator, tensiunea de brum suprapusă pe tensiunea continuă de ieșire a măsurat 10 mVvv; această valoare ar putea fi încă redusă printr-un cablaj realizat corespunzător etc.

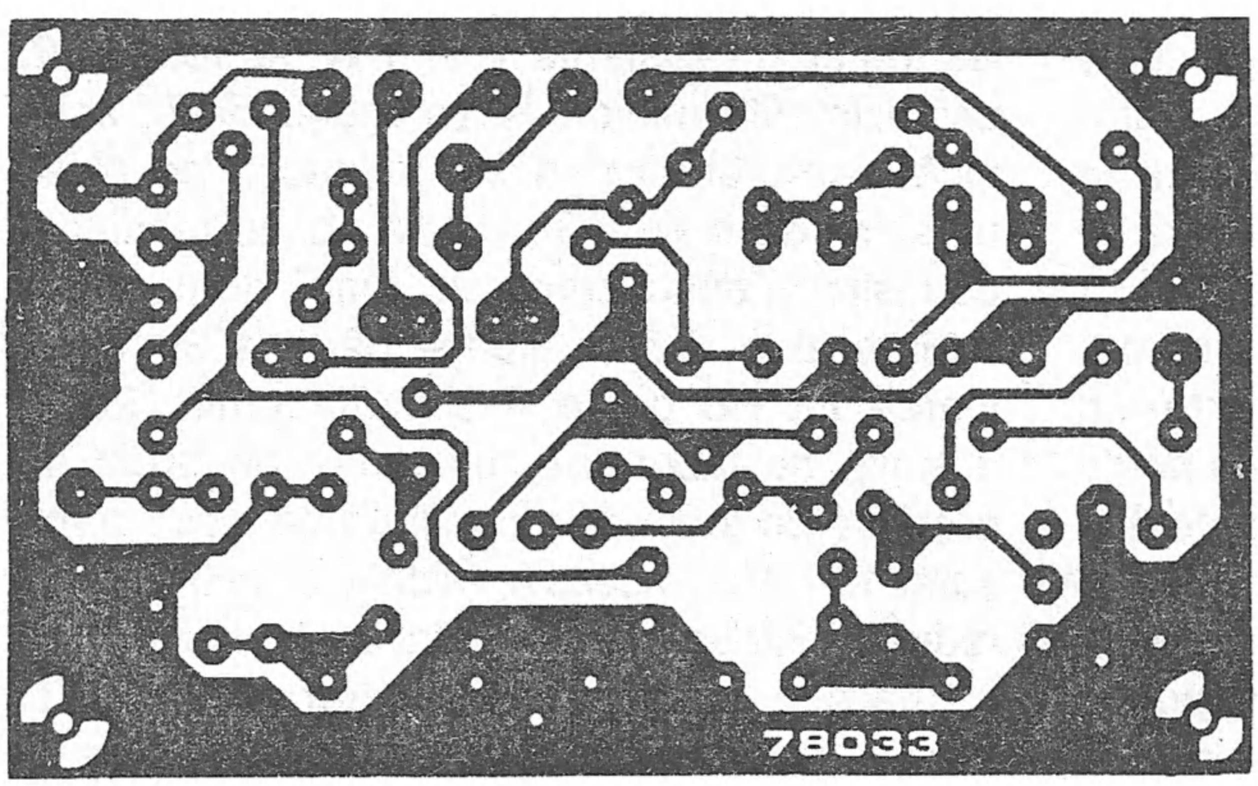
La scurtcircuitarea ieșirii, tranzistorul T3 trebuie să transforme în căldură o putere de până la 40 W; de aceea, el trebuie montat pe un radiator corespunzător (circa 2°C/W).

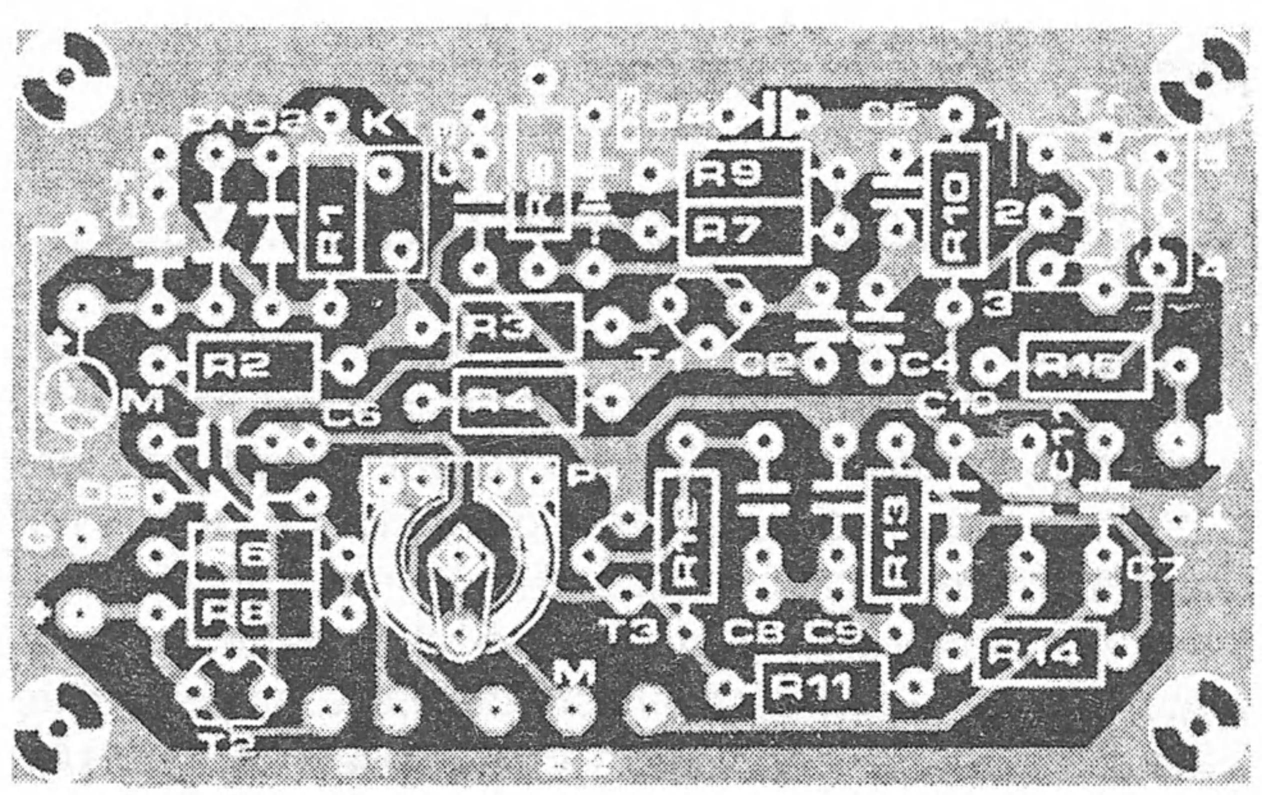
094 *Generator de acord*

Acest generator de frecvență intermediară (FI) este un ajutor practic pentru acordarea circuitelor FI de 455 kHz. Generatorul furnizează la alegere un semnal nemodulat, modulat în amplitudine sau modulat în frecvență. Oscilatorul propriu-zis este constituit din etajul construit cu tranzistorul FET T1. Drept circuit oscilant servește un filtru obișnuit de frecvențe intermediare de 455 kHz. Pentru a acorda frecvența pe valoarea prescrisă, o parte din semnalul oscilatorului este decupată printr-un filtru ceramic de 455 kHz, apoi redresată și condusă



la un instrument magneto-electric (cu cadru mobil). Frecvența oscilației este egală cu frecvența de trecere a filtrului ceramic, atunci când indicatorul instrumentului are bătaia maximă. Semnalul generat de oscilator poate fi modulat atât în amplitudine, cât și în frecvență. În timpul





Lista de componente

Rezistențe

R1, R2 = 220 Ω
R3 = 100 Ω
R4 = 470 Ω
R5, R7, R9, R10, R12 = 1 M
R6 = 3k3
R8 = 2k2
R11, R13, R14 = 5k6
P1 = 4k7 (5 k) semireglabil

Semiconductoare

T1 = BF 245B, BF 256B, 2N3819
T2, T3 = TUN
D1, D2, D3 = DUG
D4 = BB 105
D5 = ZD 10 V, 400 mW

Condensatoare

C1, C6, C7 = 100 n
C2 = 180 p
C3 = 1 n
C4, C5 = 100 p
C8 = 320 n
C9, C10, C11 = 68 n

Diverse

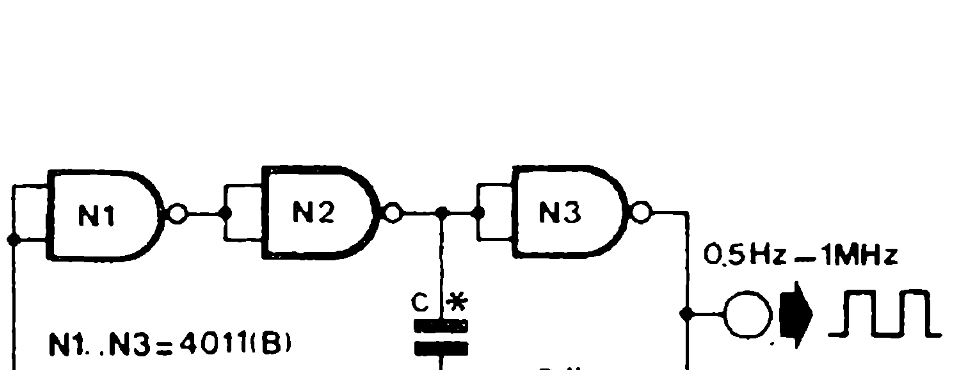
K1 = filtru ceramic 455 kHz (Murata)
Tr = filtru FI Toko 11100, 12374
S1 = comutator DA/NU
S2 = comutator unipolar

acordării frecvenței oscilatorului, modularea trebuie deconectată prin deschiderea comutatorului S1. Semnalul de joasă frecvență modulat este produs de un oscilator - defazor simplu (T3). Un semnal FI modulat în amplitudine ia naștere atunci când T2 modulează tensiunea de alimentare a lui T1; pentru aceasta S2 trebuie să stea în poziția AM. Atunci când S2 stă în poziția FM, semnalul FI este modulat în frecvență de dioda varicap D4. Gradul de modulare poate fi reglat în ambele cazuri cu P1. Semnalul FI este decuplat prin bobina secundară a filtrului FI. Rezistența serie R15 poate fi aleasă în funcție de amplitudinea dorită la ieșire; valoarea sa minimă este de 100 Ω. În general, o rezistență de 1 k este adecvată acestui scop.

095 *Oscilator CMOS cu semnale dreptunghiulare*

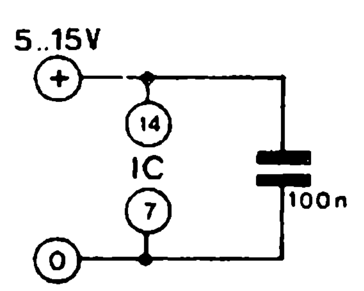
Un oscilator CMOS care lucrează după același principiu ca și oscilatorul standard TTL poate fi construit și cu porți CMOS. Nomograma dă și aici informații asupra valorilor rezistențelor și condensatoarelor necesare. Frecvențele au fost măsurate la o tensiune de alimentare de 12 V; abaterile de frecvență pentru alte tensiuni de alimentare sunt mici. Oscilatorul lucrează între 0,5 Hz și 1 MHz.

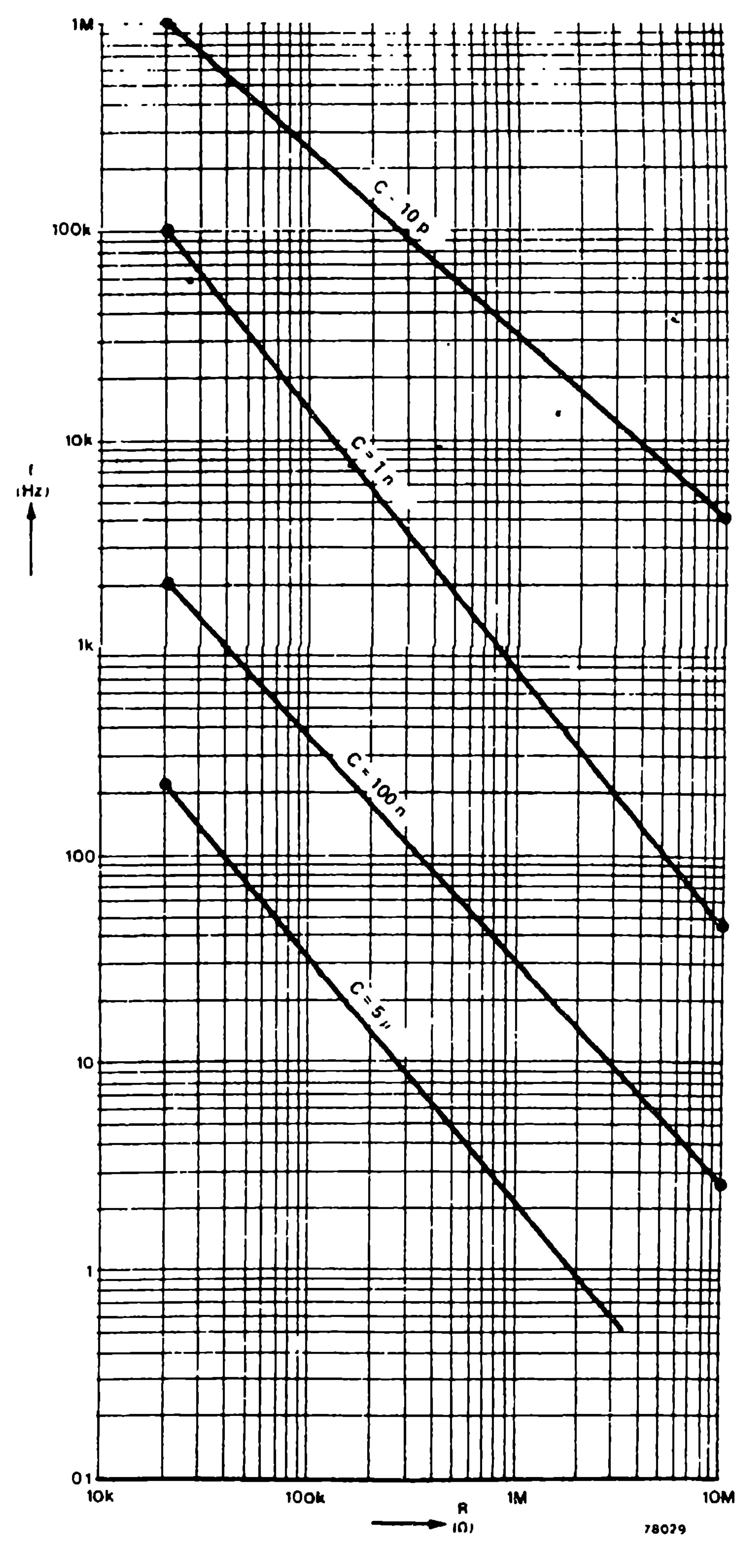
Tensiunea de alimentare a oscilatorului poate fi între 5 ... 15 V; valoarea minimă pentru rezistența R este 22 k. Frecvența oscilatorului poate fi reglată atunci când R este înlocuită cu un potențiometru de 1 M în serie cu o rezistență de 22 k. Sunt utilizabile circuite integrate CMOS de tipul 4011 cu ieșiri prevăzute sau nu cu etaje de separare (buffer).



* Vezi textul

78029

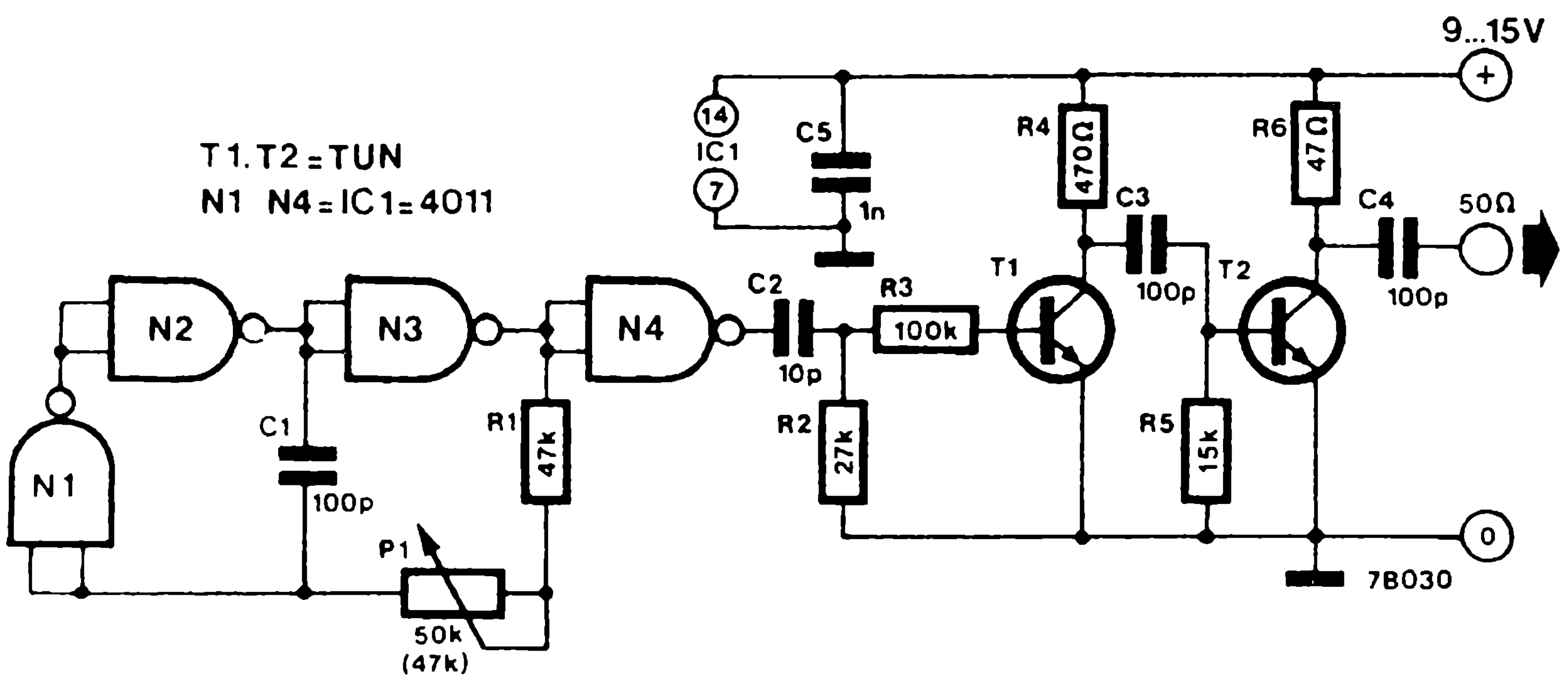




096 Generator de etalonare

Acest generator produce un spectru de frecvențe a cărui fundamentală este de 100 kHz și ale cărui armonici ajung până la circa 200 MHz. Montajul se pretează între altele pentru un acord al preamplificatoarelor sau al etajelor schimbătoare de frecvență ale receptoarelor și pentru etalonarea scalelor de acord. Precizia generatorului de etalonare care, pentru o perioadă scurtă de timp, poate depăși precizia unui oscilator cu cristal de cuarț, este atinsă într-un mod foarte simplu: se acordează cea de a doua armonică pe nulul oscilației cu emițătorul englezesc pe unde lungi Droitwich (200 kHz).

Această stație de emisie își menține frecvența purtătoare cu o precizie de 7.10^{-11}. Generatorul poate fi etalonat chiar și cu cea de a o suta armonică a sa pe un emițător etalon de 10 MHz (în domeniul undelor scurte). Toleranța frecvențelor de etalonare produse de generator depinde exclusiv de exactitatea cu care este



acordat generatorul pe nulul oscilației cu semnalul de comparație furnizat „la domiciliu".

Porțile N1 ... N4 produc un semnal dreptunghiular a cărui frecvență poate fi reglată cu P1. N4 servește drept buffer; la ieșirea sa se găsește o tensiune dreptunghiulară aproape simetrică. Acest semnal conține în principal armonici impare, la care armonicile superioare, ca urmare a timpilor de creștere și descreștere ai impulsurilor, ating doar amplitudini reduse. T1 și T2 formează din tensiunea dreptunghiulară un semnal care constă atât din armonici pare, cât și impare.

Pentru a îmbunătăți stabilitatea pe timp îndelungat, se poate utiliza în locul oscilatorului cu N1 ... N4, un alt oscilator mai stabil, de 100 kHz, în măsura în care acesta furnizează un semnal cu o amplitudine suficient de mare.

Stabilitatea montajului depinde în mare măsură de construcția sa mecanică. Legăturile trebuie realizate cât mai scurt posibil, tensiunea de alimentare trebuie să fie stabilizată (de exemplu cu 723, curent de alimentare circa 10 mA). Pentru reglarea fină a frecvenței poate fi conectat în serie cu P1 un potențiometru de 1 k.

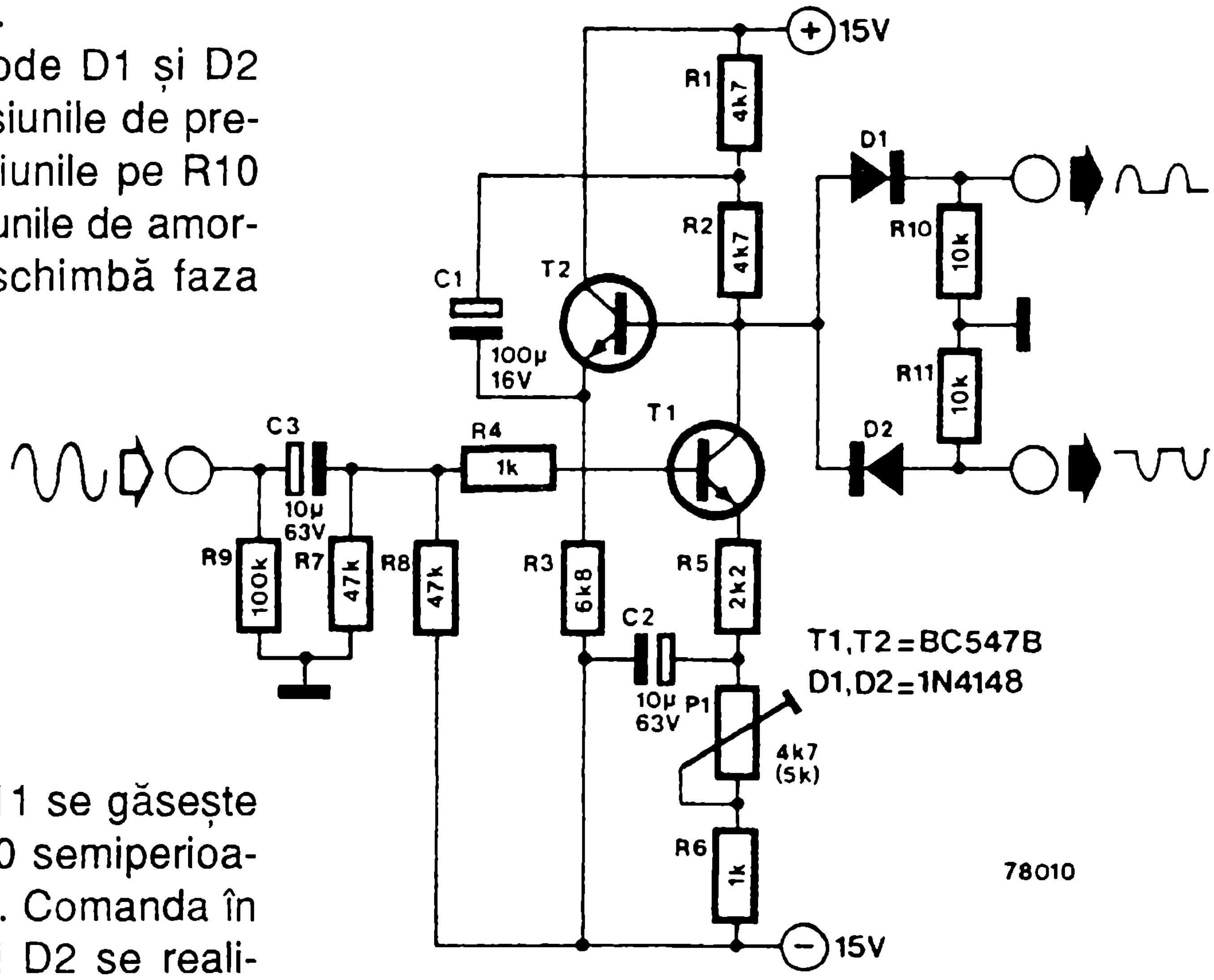
097 Redresor de măsurare rapid

Un montaj de redresare adecvat măsurătorilor se deosebește de o simplă diodă prin aceea că nu apar abateri de la liniarite deranjante la tensiuni din domeniul milivolților; în plus, de la un redresor de măsurare se cere o limită de frecvență cât mai mare posibil. Prima condiție abia poate fi îndeplinită cu un amplificator operațional obișnuit, deoarece din motive de

stabilitate nu este accesibilă o compensare internă sau externă a frecvenței amplificatorului operațional. Această problemă este rezolvabilă cu amplificatoare operaționale super-rapide; acestea sunt totuși scumpe.

La acest montaj, ambele diode D1 și D2 sunt comandate în curent; distorsiunile de preluare pot să nu apară aici. Tensiunile pe R10 și R11 sunt independente de tensiunile de amorsare a diodelor. Deoarece T1 schimbă faza tensiunii de intrare cu180°, pe R11 se găsește semiperioada pozitivă, iar pe R10 semiperioada negativă a tensiunii de intrare. Comanda în curent a celor două diode D1 și D2 se realizează prin „bootstrapping" de la rezistența R2 prin repetorul pe emitor T2 și condensatorul electrolitic C1. Potențiometrul semireglabil P1 trebuie reglat în așa fel încât tensiunea pe colectorul lui T1 să măsoare exact zero volți, atunci când intrarea montajului este deschisă.

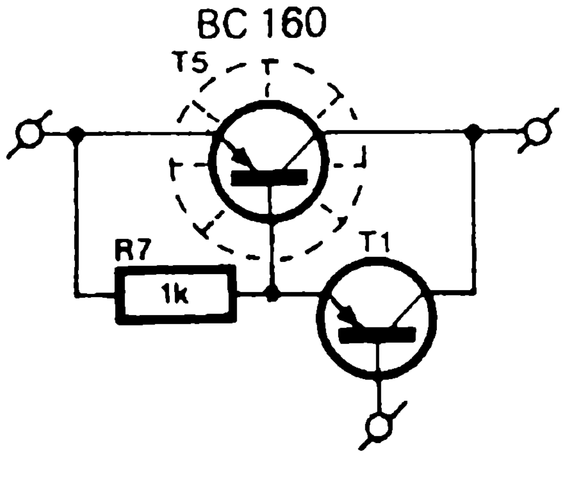
Cu osciloscopul pot fi stabilite deviațiile nominale ale formei curbelor abia la semnalele de intrare a căror frecvență este de mai mult de 400 ... 500 kHz sau a căror amplitudine depășește 2 Vvv. Curentul de alimentare al montajului măsoară mai puțin de 10 mA.

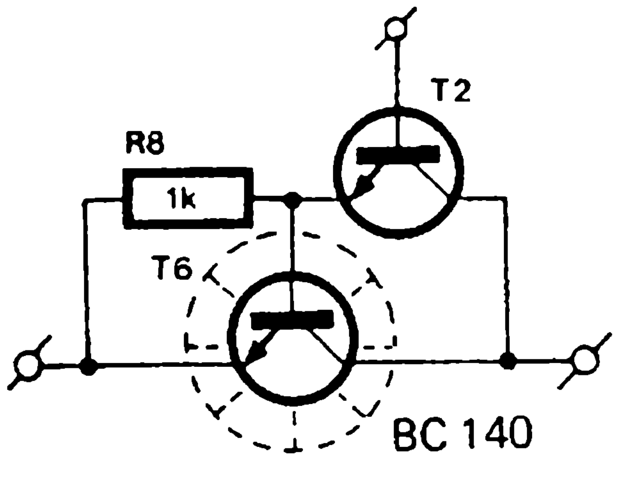


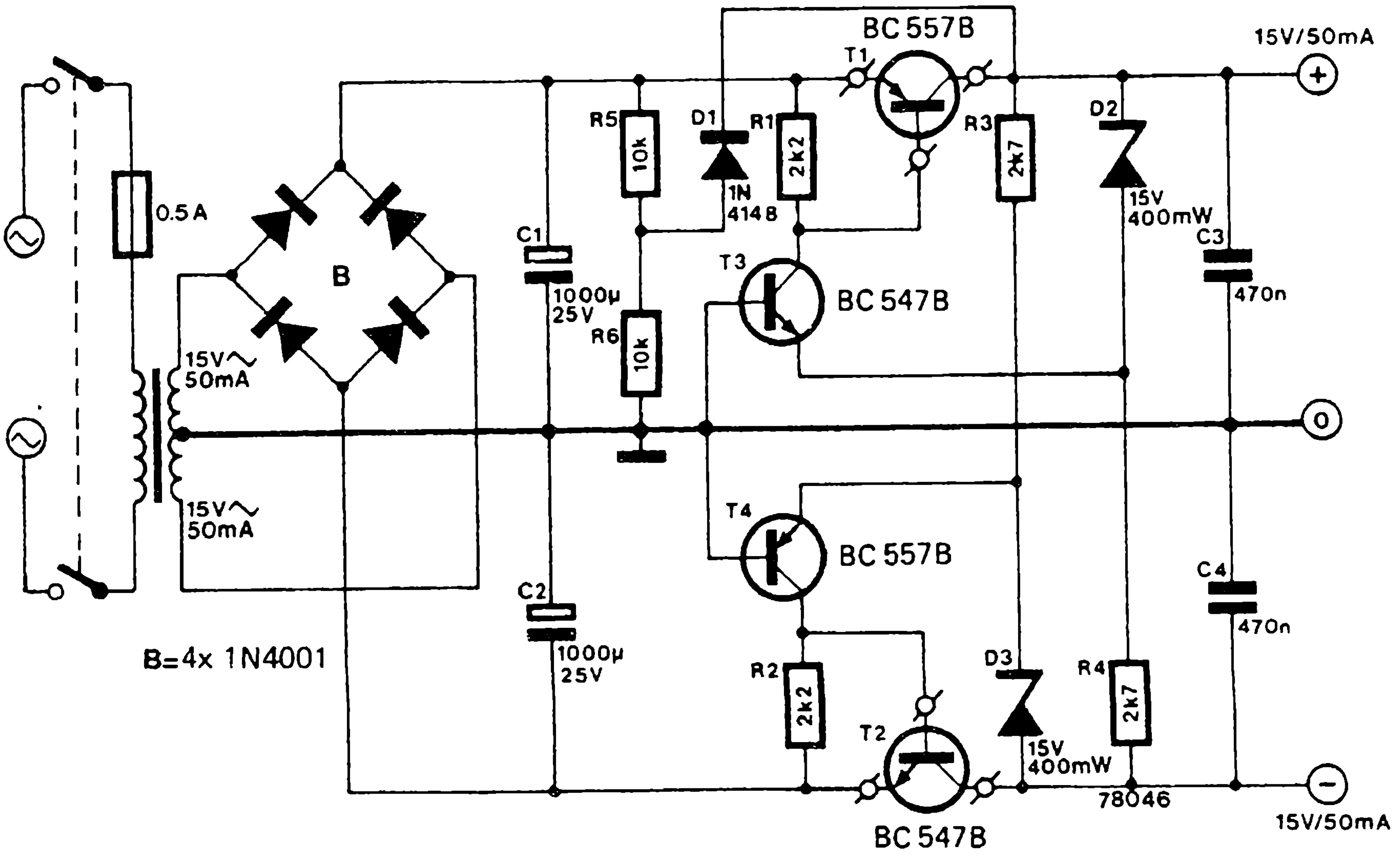
098 *Alimentator simetric*

Cu toate că există foarte multe stabilizatoare de tensiune fixă, chiar și pentru tensiuni negative, totuși un montaj cu componente discrete, în special cu un bun raport preț - performanțe, își are justificarea sa.

Atunci când curentul absorbit rămâne limitat la circa 10 mA, pentru T1 și T2 pot fi utilizate tipurile BC 547/557. Pentru curenți mai mari (maximum 0,5 A) este necesar să se prevadă un transformator de rețea corespunzător, împreună cu un montaj Darlington cu BC 140/160. Componentele R5, R6 și D7 au rolul de a face ca stabilizarea tensiunii să lucreze după dorință, imediat după conectarea tensiunii la transformator.







099 *Milivoltmetru FET*

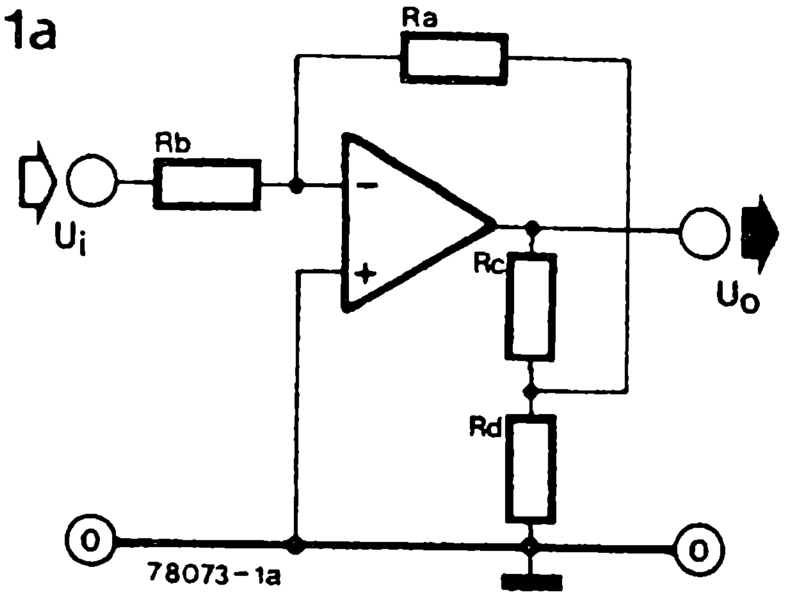
Firma National a scos pe piață un amplificator operațional cu 1 FET, având drept caracteristici principale o amplificare mare, o tensiune offset mică și o impedanță de intrare extrem de mare. Toate aceste însușiri ne tentează să-i găsim o utilizare într-un milivoltmetru.

Montajul prezentat în fig. 2 face posibilă măsurarea tensiunilor și a curenților cu LF 356. Fig. 1a și 1b prezintă montajul amplificatorului operațional la măsurarea tensiunii, respectiv a curentului.

În schema bloc a montajului este reprezentată combinarea ambelor tipuri de măsurători. Comutatorul de scală S3 modifică reacția inversă a amplificatorului operațional. Această reacție corespunde divizorului de tensiune din fig. 1a, constând din Rc și Rd. Punctele de legătură A, B și C servesc la realizarea cu S3, așa cum se vede în fig. 2a, a combinațiilor de rezistențe. Tabelul 1 dă domeniile de măsurare ce pot fi obținute cu acest comutator.

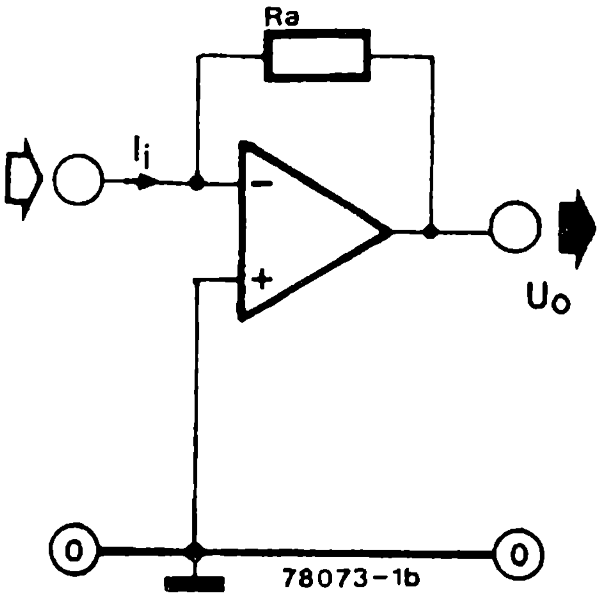
Milivoltmetrul cu FET este alimentat de o sursă simetrică de ±3 V. Deoarece curentul absorbit (1 mA) este foarte redus, poate fi uti-

1a



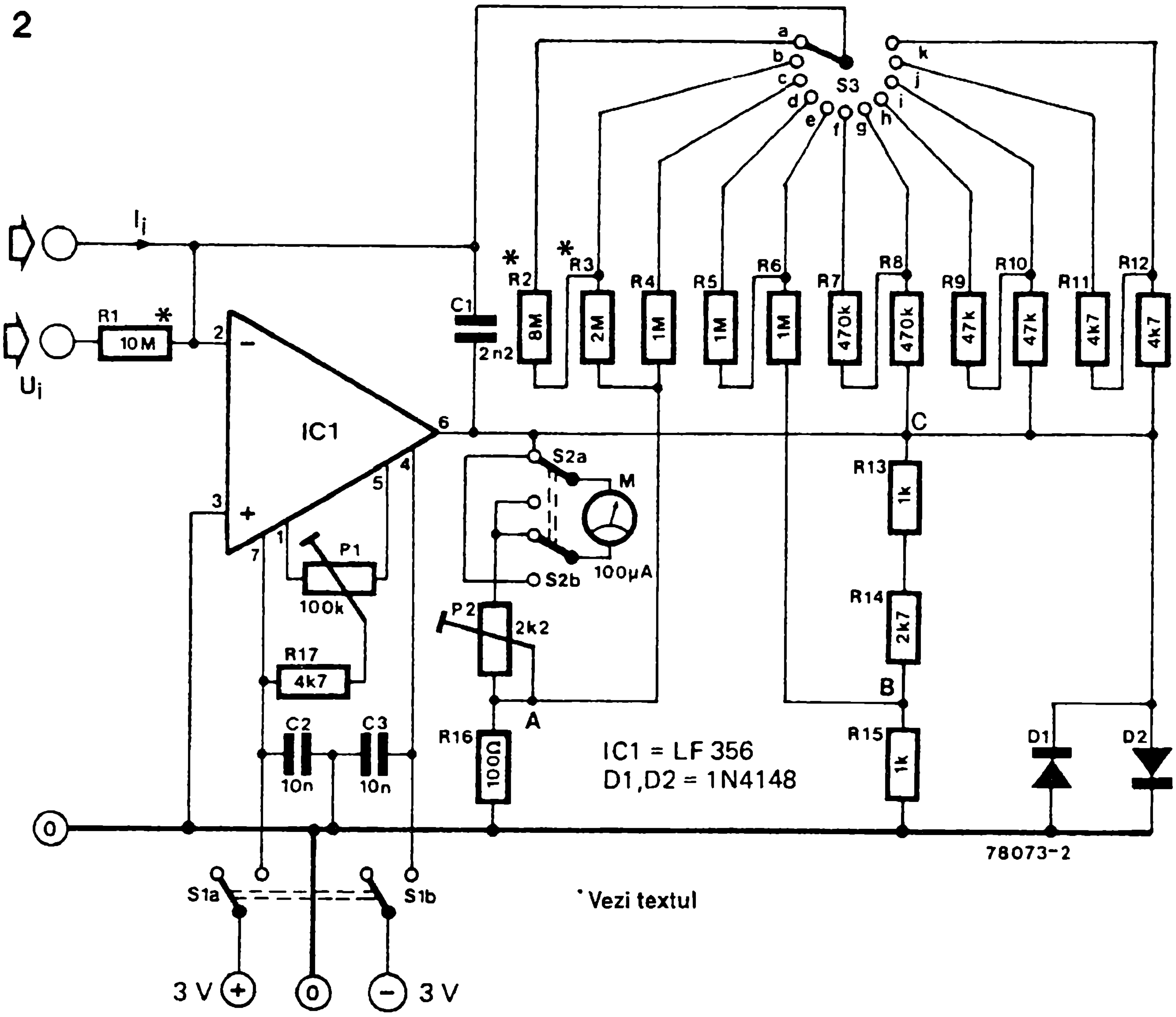
$$U_o = -U_i \frac{R_a}{R_b} \frac{R_c + R_d}{R_d}$$

b

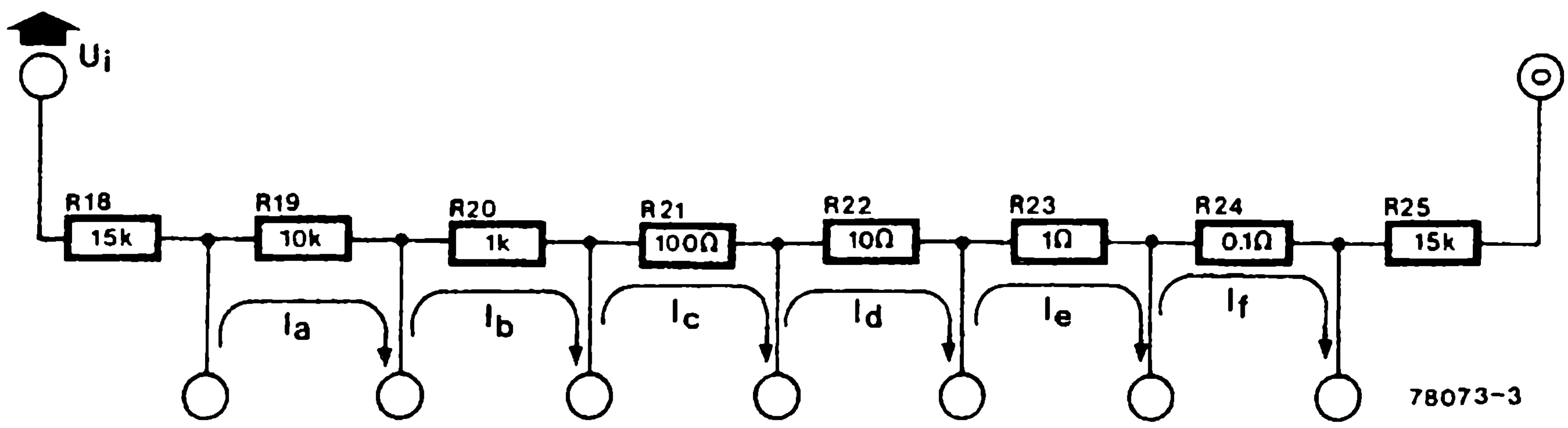


$$U_o = -I_i R_a$$

2



3



lizată ca sursă de tensiune o baterie. Nu există limitări pentru tensiuni de alimentare mai mari; totuși nu trebuie depășită tensiunea de ±16 V.

Pentru rezistențele comutatorului de scală trebuie utilizate rezistențe cu peliculă metalică (toleranță 1%). R1 și R2 se realizează prin le-

Tabel 2

S3 în poziția			
	a	b	c
I_a	1 µA	5 µA	10 µA
I_b	10 µA	50 µA	100 µA
I_c	100 µA	500 µA	1 mA
I_d	1 mA	5 mA	10 mA
I_e	10 mA	50 mA	100 mA
I_f	100 mA	500 mA	1 A

Tabel 1

Indicația maximă la cap de scală		
S3	U_i	I_i
a	10 mV	1 nA
b	50 mV	5 nA
c	100 mV	10 nA
d	500 mV	50 nA
e	1 V	100 nA
f	5 V	500 nA
g	10 V	1 µA
h	50 V	5 µA
i	100 V	10 µA
j	500 V	50 µA
k	1000 V	100 µA

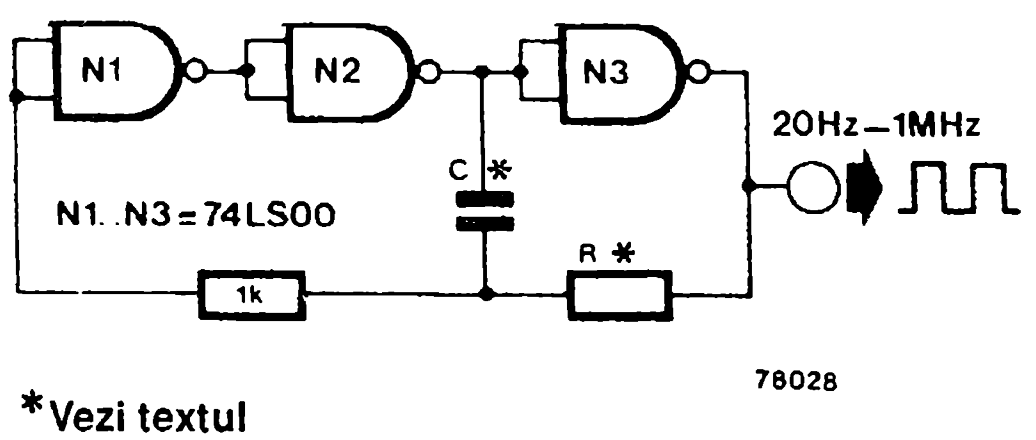
garea în serie a mai multor rezistențe de 1 M.

Schimbarea polarității se realizează prin comutatorul S2. Tensiunea de offset este reglată cu P1. Cu intrarea scurtcircuitată, tensiunea la ieșire trebuie să fie de zero volți. Instrumentul indicator se reglează cu potențiometrul de etalonare P2 la valoarea tensiunii aplicate. Cu milivoltmetrul se pot măsura curenți, cu ajutorul „șuntului" din fig. 3. În tabelul 2 se indică domeniile de măsură pentru pozițiile a, b și c ale comutatorului S3. Acest „șunt universal" ar trebui construit de asemenea din rezistențe cu peliculă metalică, cu toleranță de 1%.

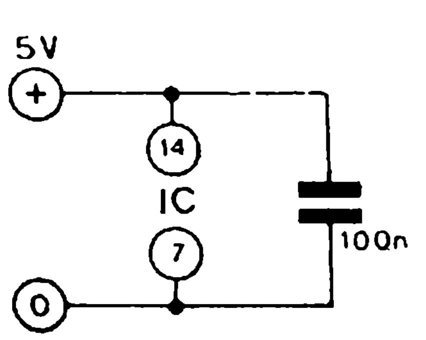
(J. Borgmann)

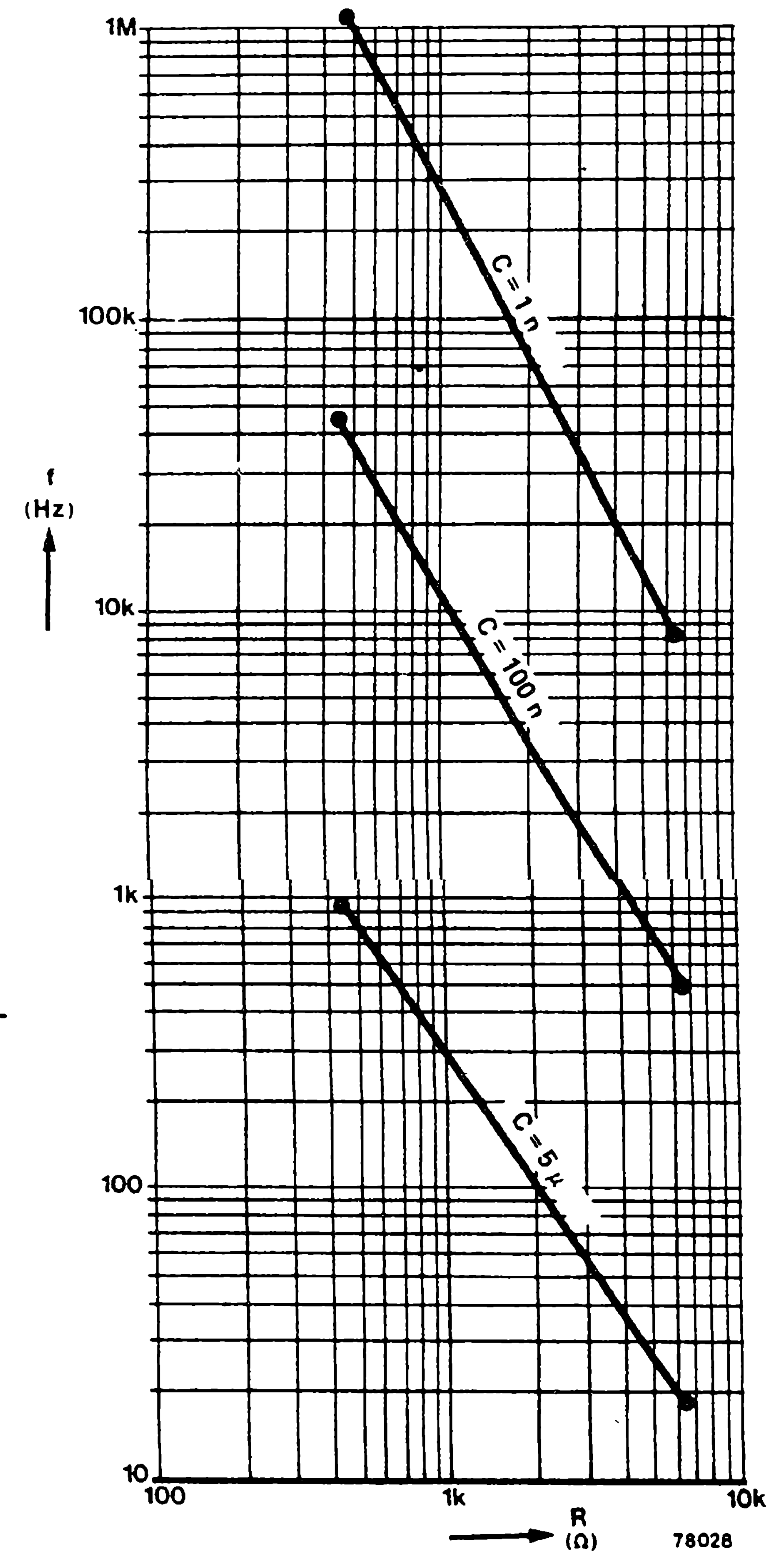
100 Oscilator LS-TTL cu semnale dreptunghiulare

Acest oscilator universal lucrează după același principiu ca și oscilatorul descris mai înainte; aici este totuși utilizat un circuit integrat TTL din seria Low Power Schottkhy (LS - TTL). Deoarece circuitele integrate LS-TTL se deosebesc prin însușirile lor de circuitele TTL standard, aici este valabilă o altă corelație între valorile R și C și frecvența oscilatorului. În afară de aceasta este necesară o rezistență suplimentară de 1 k. Frecvența semnalului dreptunghiular produs poate fi între 20 Hz și 1 MHz. Valorile combinațiilor R și C pot fi preluate și aici din nomogramă. Valoarea lui R nu trebuie să fie mai mică de 680 Ω. Dacă frecvența trebuie să fie reglabilă, atunci R poate fi înlocuit printr-un potențiometru de 4k7 sau 10 k, în serie cu o rezistență de 680 Ω.



*Vezi textul





101 *Detector de întrerupere*

Detectarea unei întreruperi într-un circuit de curent alternativ nu se realizează atât de ușor cum ar părea la prima vedere. Dacă montajul lucrează la o tensiune de alimentare unică, atunci va exista în permanență o eroare de tensiune (de exemplu de 0,6 V la un tranzistor cu siliciu, ca detector). Acest lucru este valabil și la triggerul Schmitt CMOS utilizat aici. Semnalul de ieșire își modifică starea atunci când tensiunea de intrare depășește o valoare anumită între 3 și 9 V (funcție de tensiunea de alimentare).

Prin adăugarea divizorului de tensiune R1, R2 și P1 se poate ajunge ca montajul să-și schimbe starea la zero volți la intrare. Premisa este, desigur, ca tensiunea de alimentare să rămână constantă; aceasta înseamnă că pentru fiecare tensiune de alimentare se realizează un reglaj cu P1. Pentru a se realiza cu P1 reglajul exact al detectorului de întreruperi, este de mare ajutor un osciloscop. Un reglaj suficient de precis poate fi realizat și cu un aparat de măsură universal. Acesta se leagă la N2; P1 se reglează în așa fel încât instrumentul să indice jumătatea tensiunii de alimentare.

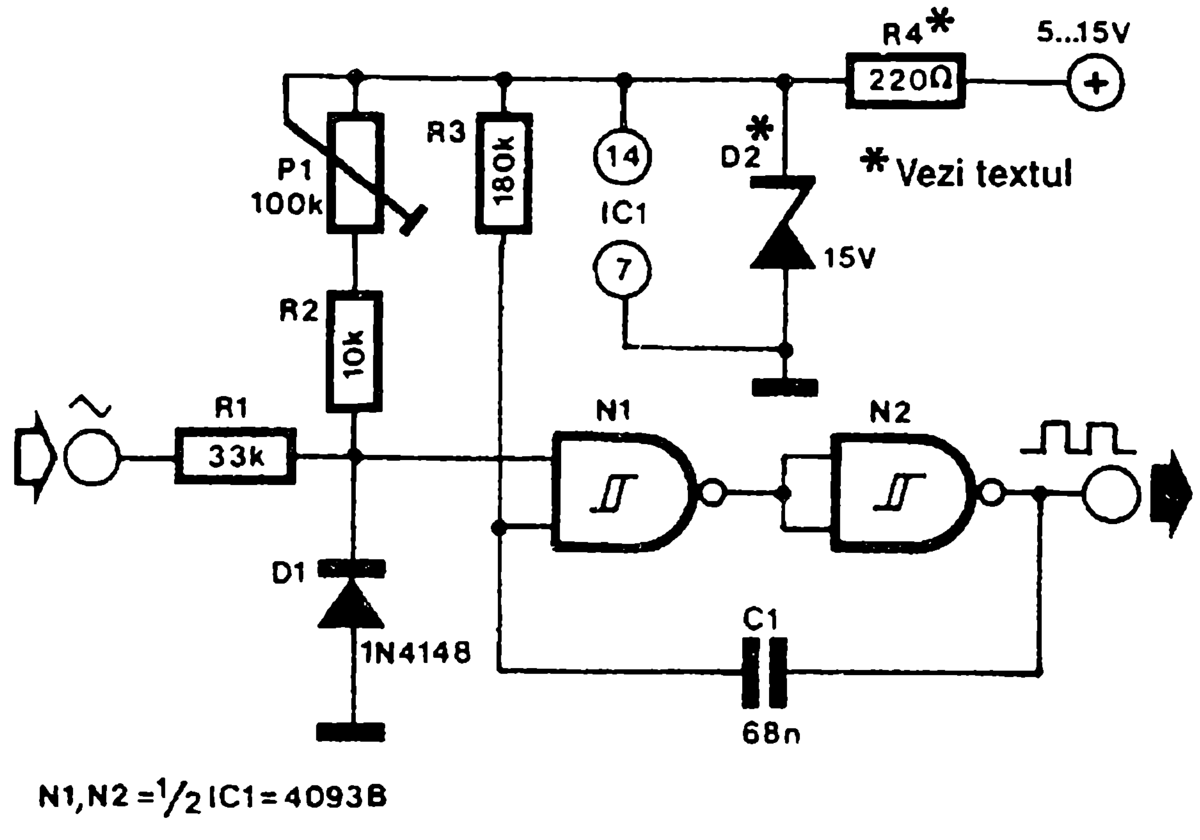
O reglare optimă a lui P1 se obține atunci când tensiunea de ieșire este reglată nu la Ub/2, ci la valoarea indicată în tabelul 1. La o tensiune de intrare (Vef), de exemplu de 5 V, și o tensiune de alimentare de 10 V, tensiunea de ieșire reglată trebuie să fie de 4,47 V.

C1 face ca detectorul să se comporte ca un monostabil, astfel încât la ieșire apare numai un singur impuls per perioadă a tensiunii alternative. Capacitatea lui C1 este dimensionată pentru o frecvență de 50 Hz; pentru alte frecvențe, această valoare trebuie modificată invers proporțional.

La dimensionarea dată, tensiunea maximă la intrare este de 220 V (Vef); la această tensiune curentul maxim de 10 mA din R1 trece prin circuitul de protecție al porții. Pentru ca tensiunea de alimentare să nu fie influențată de acesta, se adaugă dioda Zener D2. R1 trebuie în acest caz să transforme în căldură o putere de 1,5 W. Atunci când detectorul trebuie să prelucreze continuu tensiuni de intrare mari, este recomandabilă o dimensionare cu rezistențe mari a divizorului de tensiune R1, R2, P1.

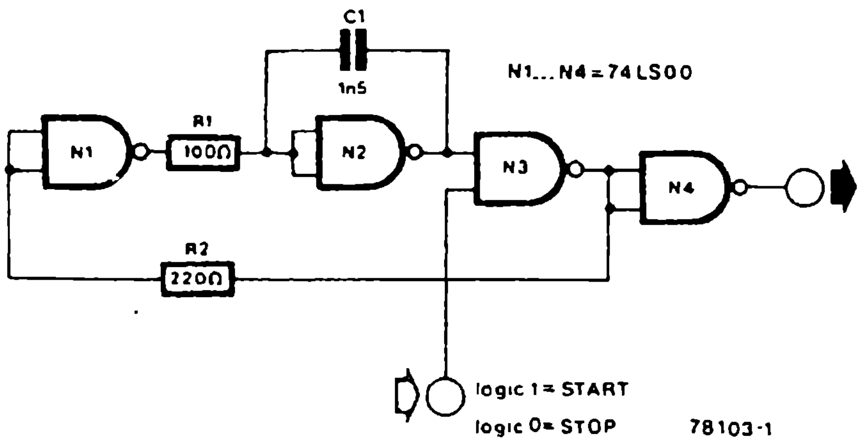
Tabelul 1

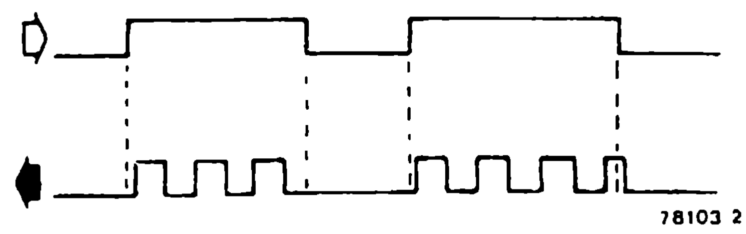
Tensiune de intrare (Vef, sinus)	**Tensiune de alimentare 5 V**	**10 V**	**15 V**
2 V	2,24	3,49	–
3 V	2,33	4,09	5,18
4 V	2,37	4,33	5,91
5 V	2,40	4,47	6,26
6 V	2,42	4,56	6,48
7 V	2,43	4,63	6,64
8 V	2,44	4,67	6,75
9 V	2,44	4,71	6,83
10 V	2,45	4,74	6,90



102 Oscilator start – stop stabil

La transformarea semnalelor digitale paralele în semnale serie, este necesar adeseori un oscilator start - stop. Asemenea oscilatoare pot fi triggerate de un semnal asincron la frecvența oscilatorului printr-o intrare de deblocare. Oscilatorul descris aici lucrează fiabil și stabil până la 10 MHz. În starea de repaus a oscilatorului, la intrarea de comandă a porții N3 este un „0" logic. Imediat ce această intrare trece în starea „1" logic, oscilatorul începe să oscileze cu o mică întârziere.



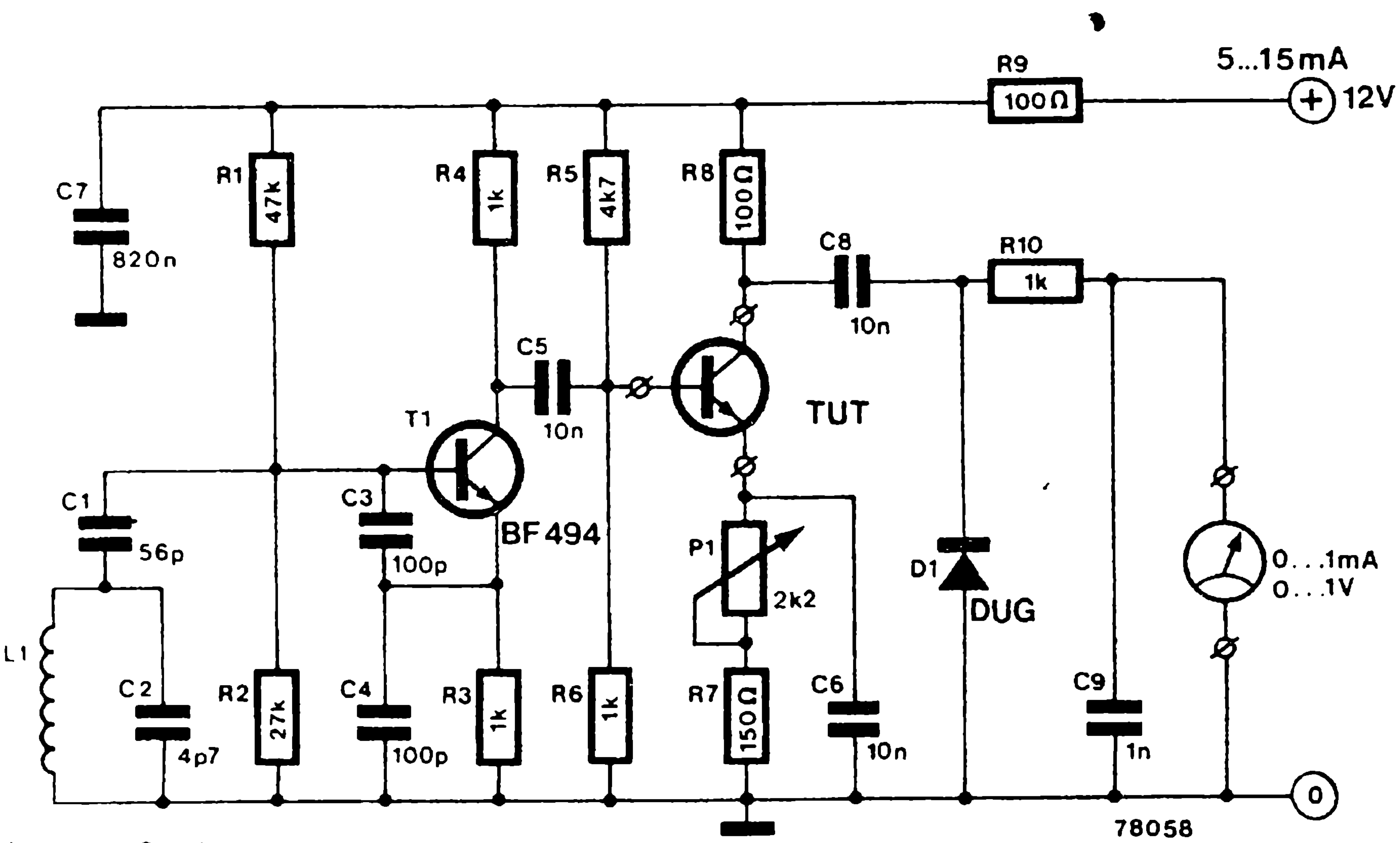


103 Instrument de măsură a amplificării în înaltă frecvență

Amplificarea în curent a tranzistoarelor IF depinde în mare măsură de curentul continuu de reglare. Amplificarea atinge cea mai mare valoare la un anumit curent de colector. Cu acest montaj simplu poate fi determinat ușor punctul optim de funcționare.

Tranzistorul de testat (TUT - Transistor Under Test) este parte componentă a unui etaj de amplificare obișnuit. Acestui etaj i se aplică un semnal de 100 MHz produs de oscilatorul construit cu T1. Semnalul IF amplificat este redresat (D1, R10, C9); un voltmetru indică tensiunea continuă proporțională cu semnalul IF amplificat.

Reglarea curentului continuu al tranzistorului de testat poate fi realizată cu P1; curentul de colector poate fi variat între 1 și 10 mA. Dacă potențiometrul P1 este prevăzut cu o scală etalonată în mA, atunci se poate determina rapid punctul optim de lucru.



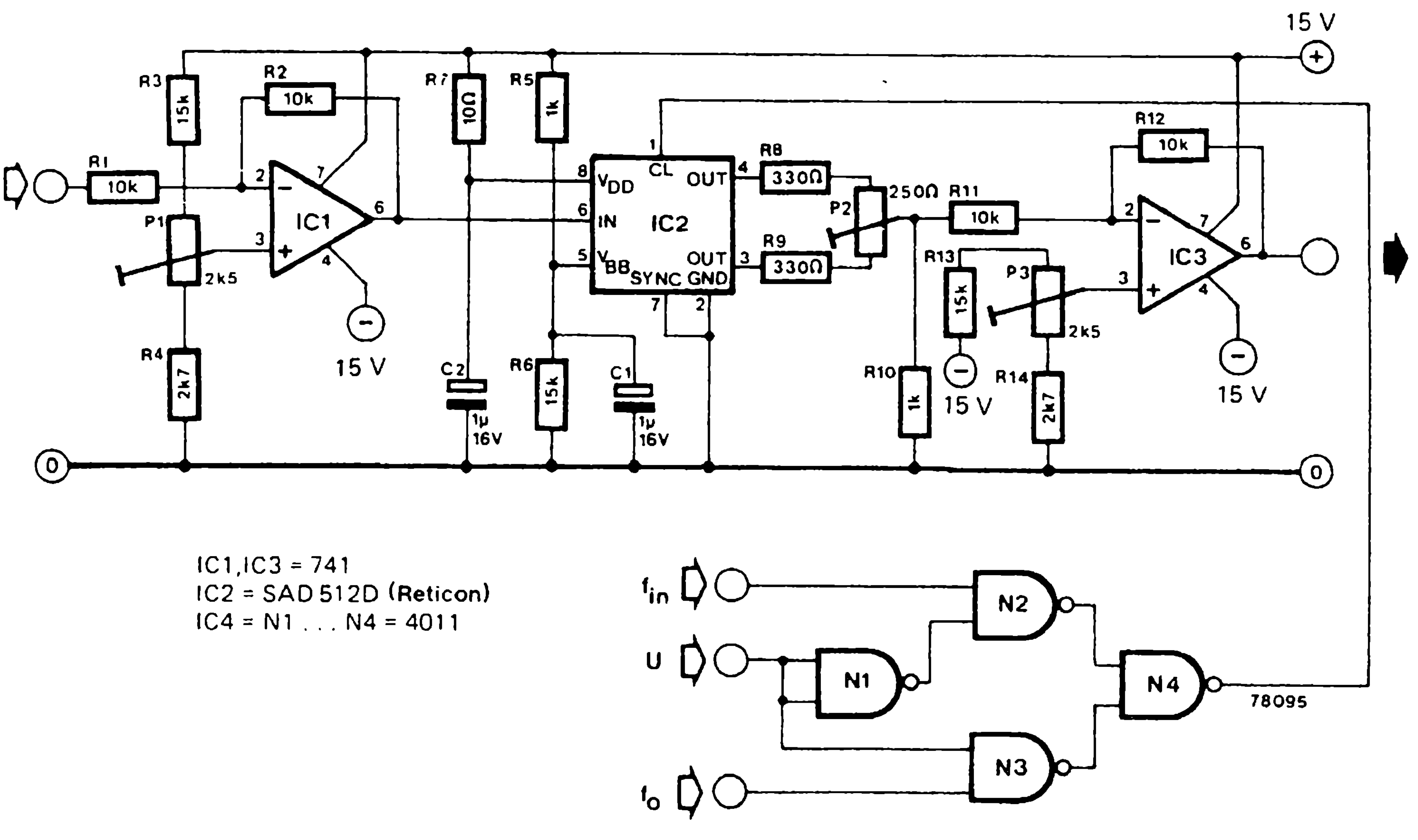
L1 5 sp. Cu d = 0,8 mm x 6 mm

104 Compresor-expandor cu bază de timp

Pentru a se putea efectua verificări speciale prin măsurări tehnice, este uneori necesar ca un semnal analogic sau digital să fie reprezentat dilatat sau comprimat pe orizontală pe ecranul unui osciloscop atunci când această operație este posibilă, cu ajutorul bazei de timp interne. În acest caz este necesar un aparat care poate fi caracterizat prin denumirea compresor - expandor de bază de timp. Un asemenea aparat poate fi realizat cu un lanț de elemente de memorie. Reprezentarea dilatată sau comprimată a unui semnal pe ecranul unui osciloscop se realizează prin citirea semnalului și redarea lui cu o frecvență de tact mai mică, respectiv mai mare.

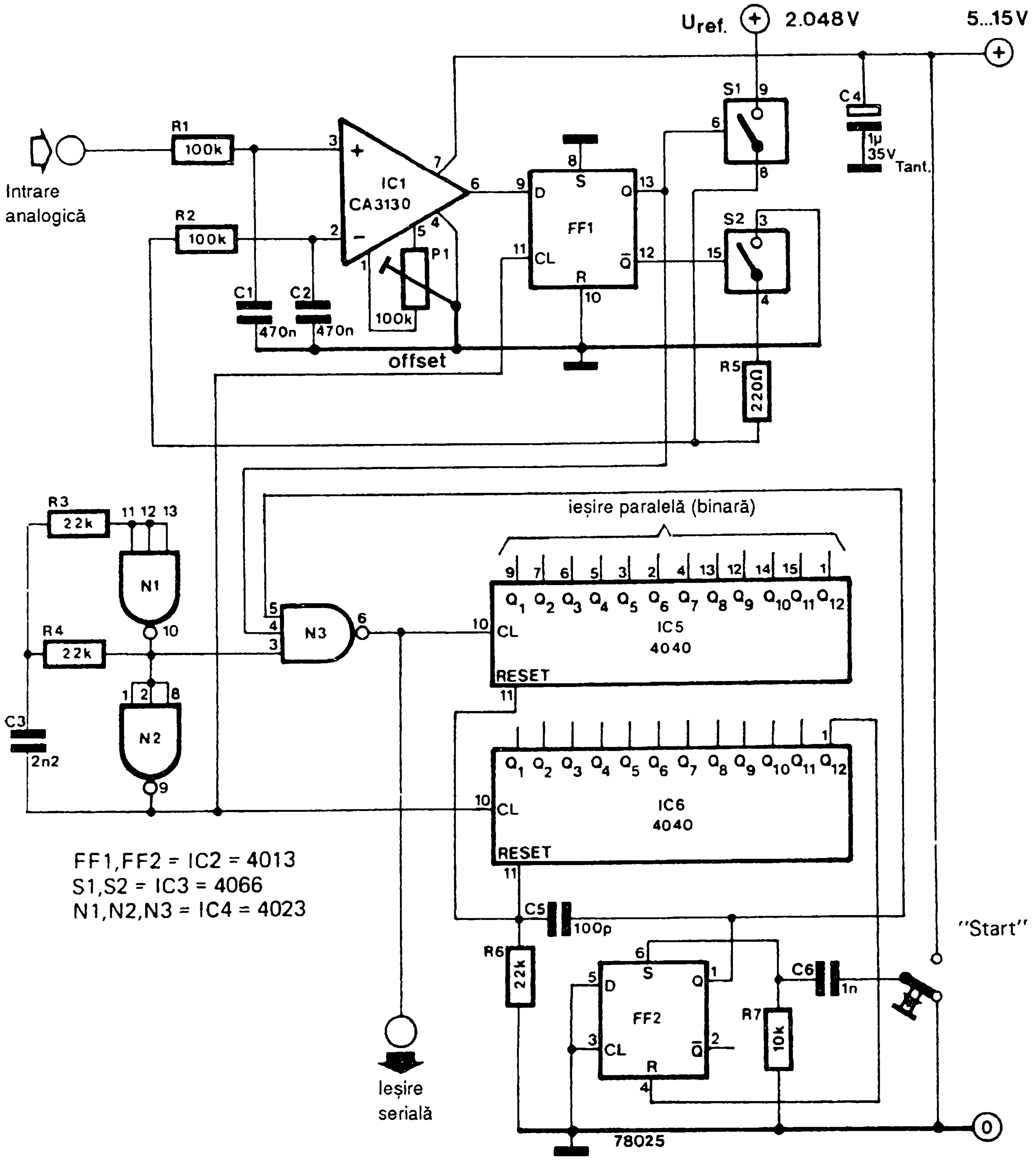
Montajul prelucrează semnale analogice și digitale cu frecvențe de până la 200 Hz. Durata totală a ciclului citire - redare nu trebuie să depășească (la temperaturi normale) 0,1 s, deoarece în caz contrar semnalul este atenuat prea mult. Pentru reglarea în tensiune continuă este prevăzut lanțul de elemente de memorie (IC2) cu două circuite integrate 741, unul conectat în amonte, celălalt în aval. Atunci când componenta de curent continuu nu prezintă interes, circuitul IC3 poate lipsi; semnalul de ieșire este cedat printr-un condensator de 100 n.

În cazul unui „0“ logic la intrarea de comandă U, semnalul de tact de citire f_{in} ajunge la lanțul de elemente de memorie; în cazul unui „1“ logic, la lanțul de elemente de memorie este condus un tact de redare fo. În timpul perioadei de citire, la ieșirea montajului este de asemenea disponibil un semnal; în practică el poate fi necesar pentru a atenua semnalul de ieșire în această perioadă. Dacă se dorește a se vizualiza un semnal periodic cu ajutorul bazei de timp a COMPRESOR - EXPANDOR-ului, atunci semnalul de comandă U trebuie să fie triggerat de semnalul de intrare; altminteri faza semnalului de ieșire se modifică continuu. În afară de aceasta, trebuie ca numărul de impulsuri de tact de citire să rămână mereu același; el trebuie să fie de cel puțin 512 impulsuri, deoarece în caz contrar informațiile încă disponibile nu sunt transpuse în întregime. În montajul aparatului se găsesc trei potențiometre. P2 trebuie reglat astfel încât semnalul de tact fo la ieșire să fie cât mai puternic atenuat. Cu P1 trebuie reglată mai întâi valoarea tensiunii continue la ieșire la circa 5 V. În final, se reglează acest potențiometru în așa fel încât semnalul de ieșire la supraexcitare să fie limitat simetric. P3 servește la reglarea tensiunii continue la ieșire; ea trebuie să fie zero atunci când intrarea este scurtcircuitată.



105 Convertor analogic-digital

Convertoarele analogic-digitale aparțin montajelor relativ critice, de aceea, de cele mai multe ori, în afară de elemente constructive speciale este necesară și o reglare atentă. În cazul convertoarelor A/D care lucrează pe principiul Delta - Sigma nu sunt necesare componente speciale; precizia sa depinde în principal de stabilitatea tensiunii de referință externe. Circuitele integrate IC1, IC2 și ambele comutatoare CMOS S1 și S2 constituie împreună un așa-zis modulator Delta - Sigma, sau mai pe scurt, modulator Delta. Modul de funcționare a modulatorului Delta a fost descris amănunțit în articolul „Digitaler Nachhall" (Elektor, martie 1978); de aceea, este suficientă aici doar o scurtă sinteză: în funcție de tensiunea la intrarea D a multivibratorului bistabil FF1, intrarea inversoare a amplificatorului operațional IC1 este pusă alternativ la masă, sau Uref, prin R2 și unul din cele două comutatoare CMOS. Amplificatorul IC1 lucrează aici în regim de comparator. Ca urmare a reacției la intrarea inversoare, IC1 comută alternativ, astfel încât valorile medii ale tensiunilor de intrare la cele două amplificatoare operaționale sunt egale. De aici rezultă la ieșirea lui IC1 o tensiune drept-

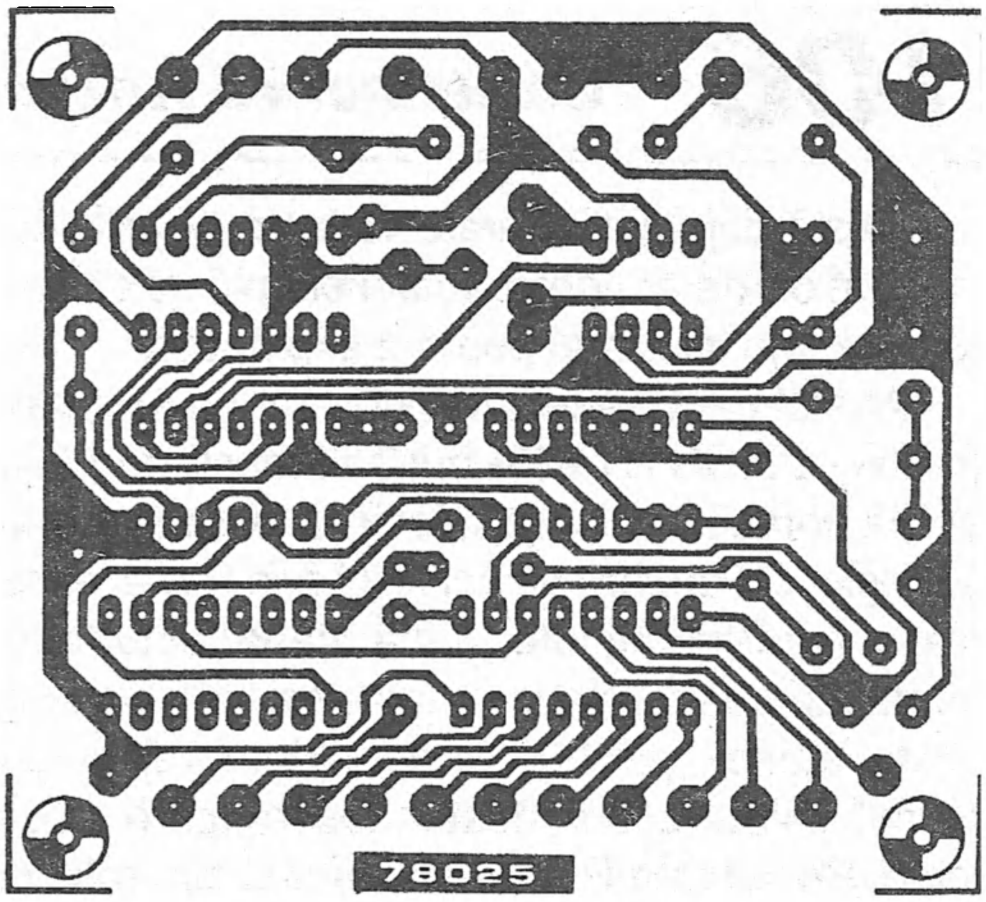


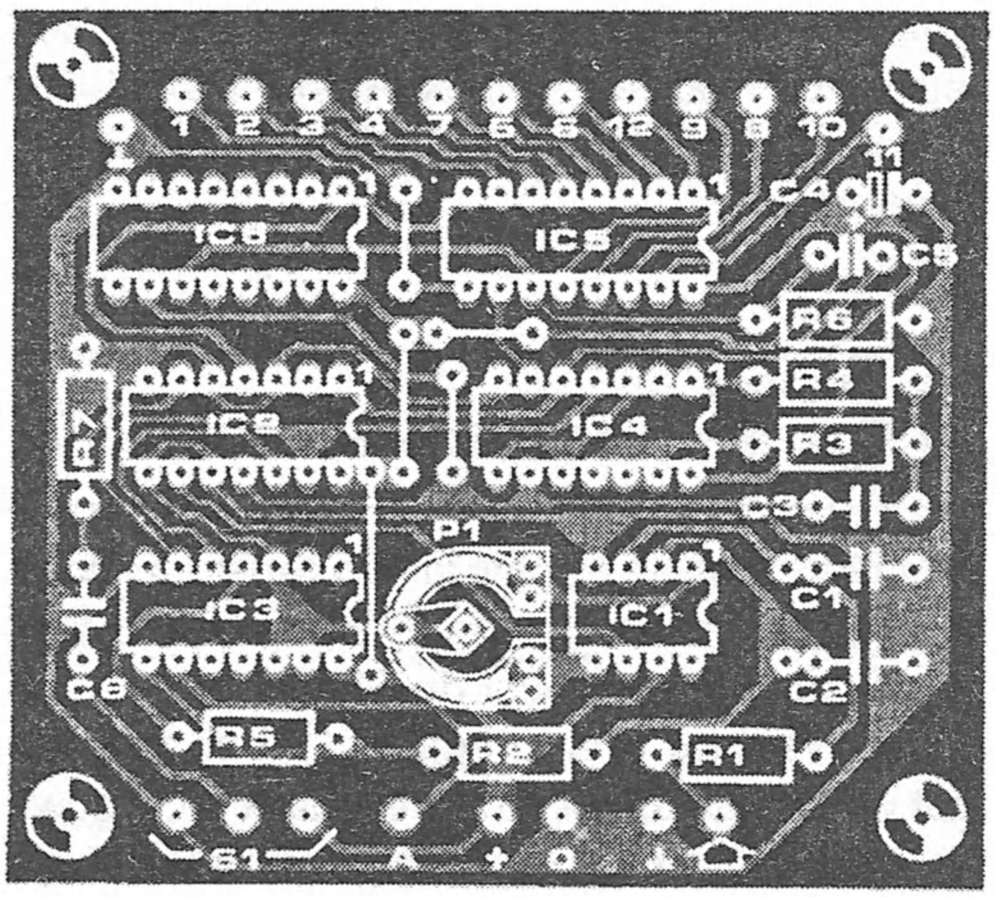
unghiulară, al cărei raport impuls - pauză este proporțional cu mărimea tensiunii analogice de intrare. Starea de comutare a comparatorului este preluată cu fiecare impuls de tact (clock) de la multivibratorul bistabil FF1 (D).

Atunci când ieșirea Q a lui FF1 este „1" logic, impulsurile de tact ajung prin poarta N3 la intrarea numărătorului binar cu 12 biți IC5. Durata perioadei de numărare a lui IC5 este comandată de un al doilea numărător binar IC6. Acest numărător numără 2048 impulsuri de tact și furnizează apoi un impuls reset la multivibratorul bistabil FF2. Aceasta are ca urmare faptul că ieșirea sa este în stare „0" logic, poarta N3 blochează și IC5 nu mai primește nici un impuls de numărare. Poziția de numărare atinsă de IC6 este astfel expresia digitală a mărimii tensiunii de intrare analogice. Următoarea perioadă de conversie începe atunci când FF2 este setat cu tasta „START"; IC5 și IC6 trec atunci brusc în zero.

Dacă tensiunea de referință Uref măsoară exact 2,048 V, atunci o tensiune analogică de 1 V este identică cu 1000 de impulsuri de numărare. La prototipul realizat cu elemente constructive standard, abaterile de la liniaritate au fost mai mici de 1%. O liniaritate și mai bună poate fi realizată prin utilizarea drept comparator a unui circuit LF 357; Acest circuit necesită o tensiune de alimentare simetrică. Frecvența oscilatorului de tact (N1, N2), care la dimensionarea dată pentru R3, R4 și C8 este de 8 kHz, poate fi mărită prin micșorarea valorii lui C3. Condensatorul C3 nu trebuie totuși să fie mai mic de 390 p; această valoare corespunde unei frecvențe de tact de circa 50 kHz. Ne putem gândi de asemenea să utilizăm o altă ieșire a lui IC6 sau să folosim alte tipuri de numărătoare pentru IC5 și IC6.

Reglarea convertorului analogic - digital se limitează la compensarea tensiunii de offset a lui IC1. P1 se reglează în așa fel încât, la scurtcircuitarea intrării numărătorului IC5, el să rămână pe zero. Prin mărimea tensiunii de





referință poate fi determinată acea tensiune de intrare la care IC5 atinge poziția sa maximă de numărare (toate ieșirile „1").

Curentul absorbit de montaj măsoară doar câtiva mA. Perspective interesante apar la cuplarea unui convertor A/D lucrând, după principiul descris aici, cu un microcalculator. Microcalculatorul poate prelua toate funcțiile logice, inclusiv funcțiile ambelor numărătoare; ca hard extern rămân numai comparatorul și cele două comutatoare integrate CMOS.

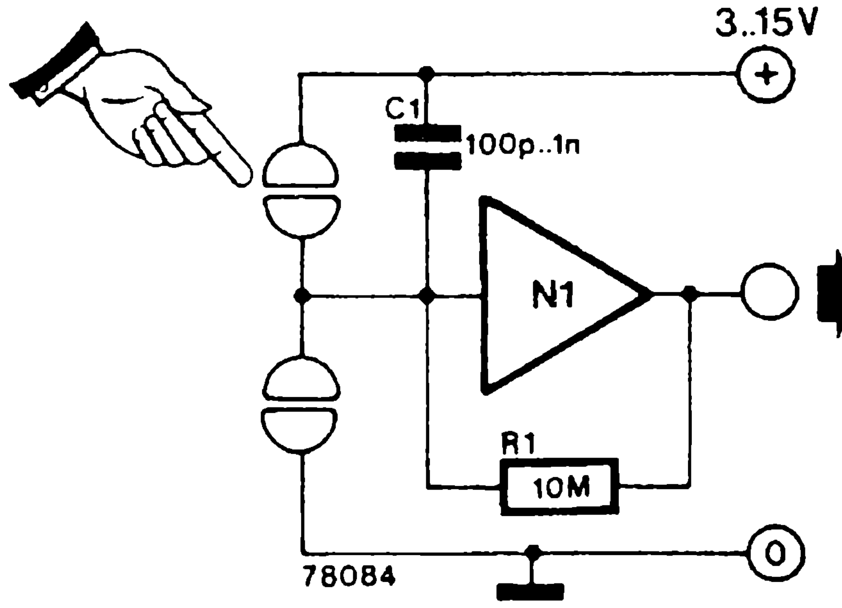
Lista de componente

Rezistențe	**Condensatoare**	**Semiconductoare**	**Diverse**
R1, R2 = 100 k	C1, C2 = 470 n	IC1 = CA 3130	comutator unipolar
R3, R4, R6 = 22 k	C3 = 2n2	IC2 = 4013	
R5 = 220 Ω	C4 = 1 µ / 35 V	IC3 = 4066	
R7 = 10 k	C5 = 100 p	IC4 = 4023	
P1 = 100 k pot. semiregl.	C6 = 1 n	IC5, IC6 = 4040	

106 Comutator cu senzor de atingere, ieftin

Există deja nenumărate variante de montaje cu senzori de atingere; totuși simplitatea acestor montaje încă mai poate fi exploatată.

Atunci când tensiunea etajului de separare (buffer) CMOS N1 este pusă la masă prin atingerea contactului de jos, ieșirea trece în starea „0" logic. Ca urmare a cuplajului prin R1, această stare este menținută până când este atins contactul senzor de sus. Intrarea lui N1 se găsește atunci (printr-o rezistență mare) la potențialul +Ub, astfel încât la ieșire apare un „1" logic. Rezistența R1 are și în acest caz rolul de a păstra starea la ieșirea montajului. Condensatorul C1 face ca ieșirea să fie continuu în starea „1" logic după conectarea tensiunii de alimentare.

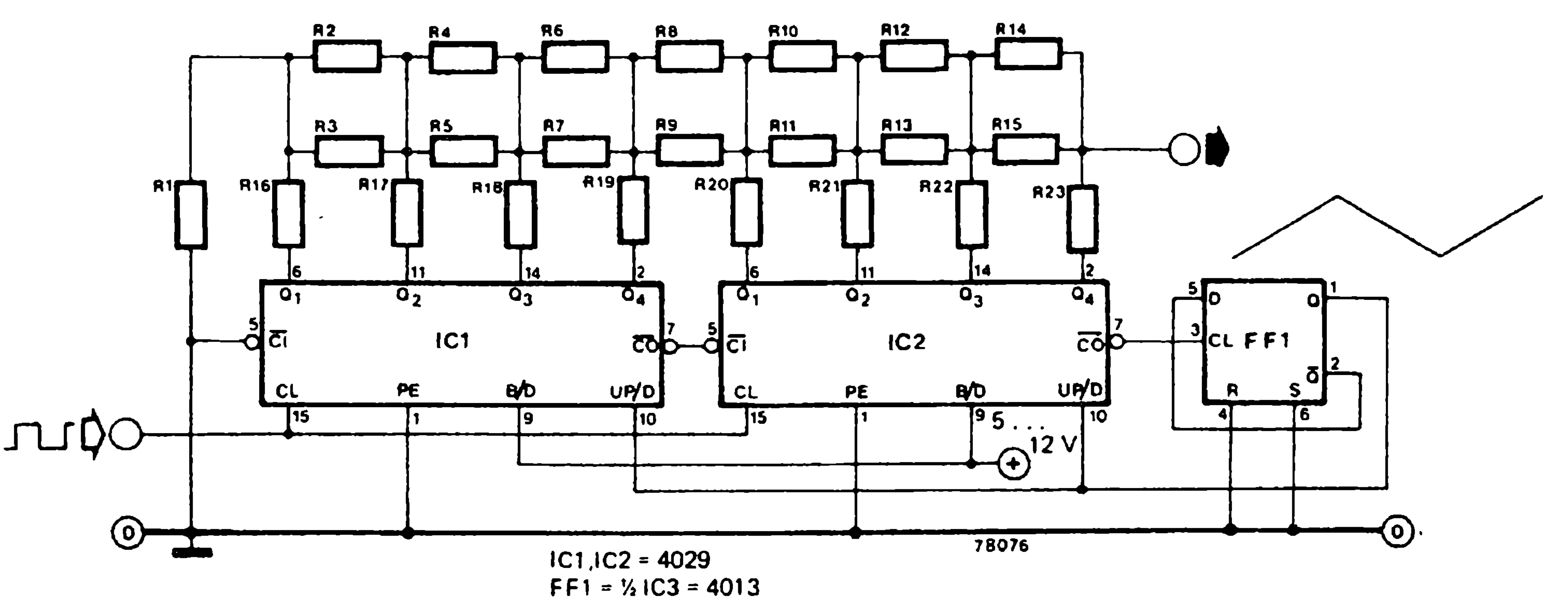


N1 = 1/6 4050

107 Convertor semnal dreptunghiular-triunghiular

Acest montaj transformă o tensiune dreptunghiulară într-o tensiune triunghiulară, a cărei frecvență este mai mică de 512 ori.

Convertorul dreptunghi - triunghi este realizat cu un numărător binar reversibil (up / down) de 8 biți (IC1, IC2). Multivibratorul bistabil FF1 comandă numărătorul astfel încât numără alternativ în ambele sensuri. Multivibratorul bistabil este triggerat de semnalul purtător al numărătorului; de aceea numărul de pași de numărare este de câte 256 în ambele sensuri. Un circuit format din rezistențe transformă semnalul binar de 8 biți rezultat într-o tensiune în trepte de formă triunghiulară. Se recomandă utilizarea de rezistențe cu toleranță mică (1%). Montajul poate fi extins astfel încât frecvențele semnalelor de intrare și de ieșire să fie egale. Pentru aceasta, frecvența de intrare trebuie multiplicată cu 512, ceea ce se poate realiza de exemplu cu ajutorul unui sistem PLL (Phase Locked Loop = circuit cu calare pe fază). „Sintetizatorul de frecvență" descris în alt loc în această carte poate prelua această sarcină.



IC1,IC2 = 4029
FF1 = ½ IC3 = 4013
R1 . . . R23 = 10 k/1%

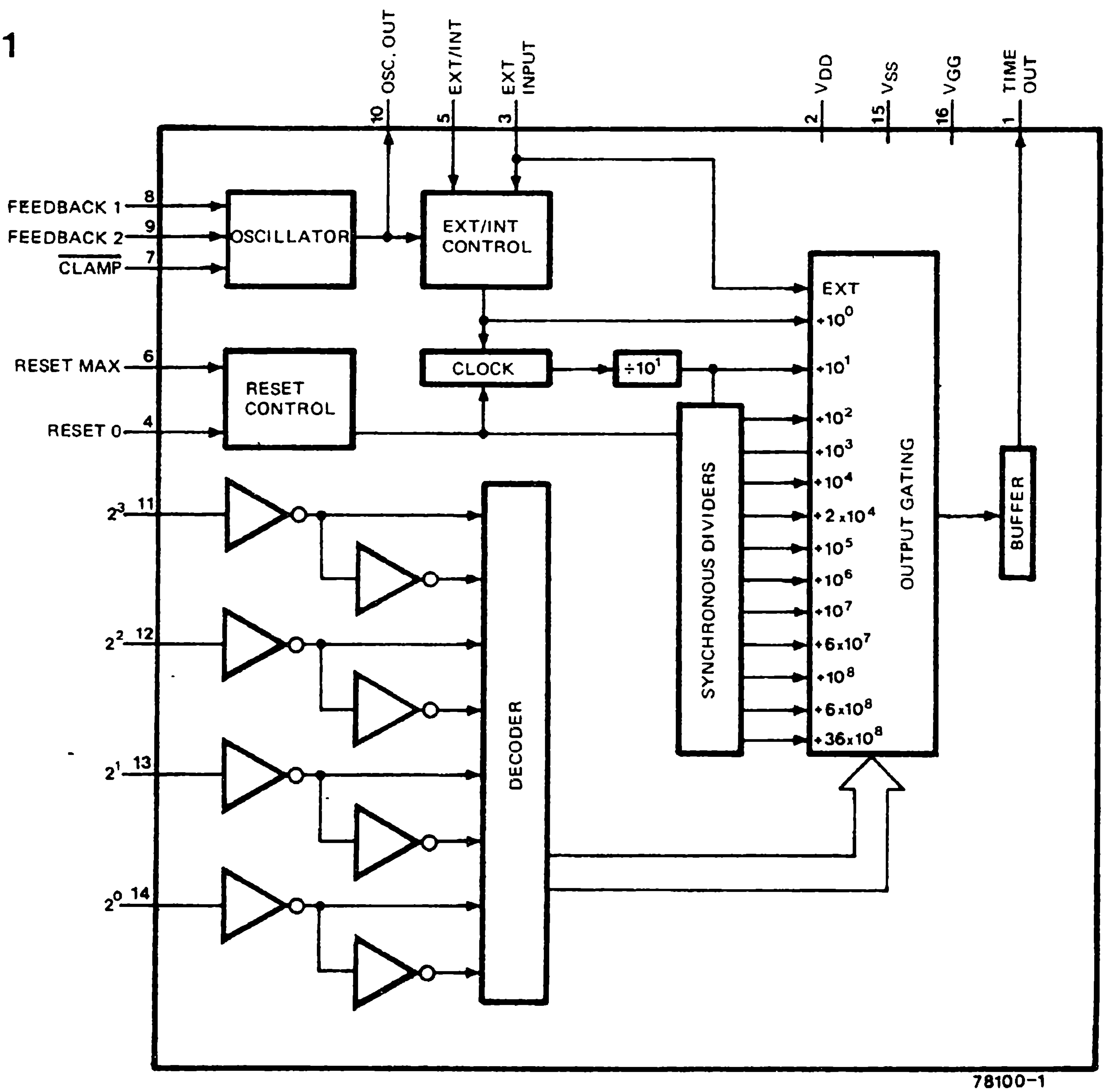
108 Bază de timp universală cu cristal de cuarț

Cu circuitul integrat MOS tip MK 5009 este posibil să se realizeze o bază de timp cu cristal de cuarț cu posibilități multiple, utilizând doar puține componente externe. Fig. 1 prezintă schema bloc a circuitului integrat. Împărțirea frecvenței oscilatorului poate fi programată prin comutator la intrările de la pinii 11 ... 14. Oscilatorul poate fi echipat în diferite moduri: cu o rețea RC, cu un cuarț sau se introduce un semnal extern TTL.

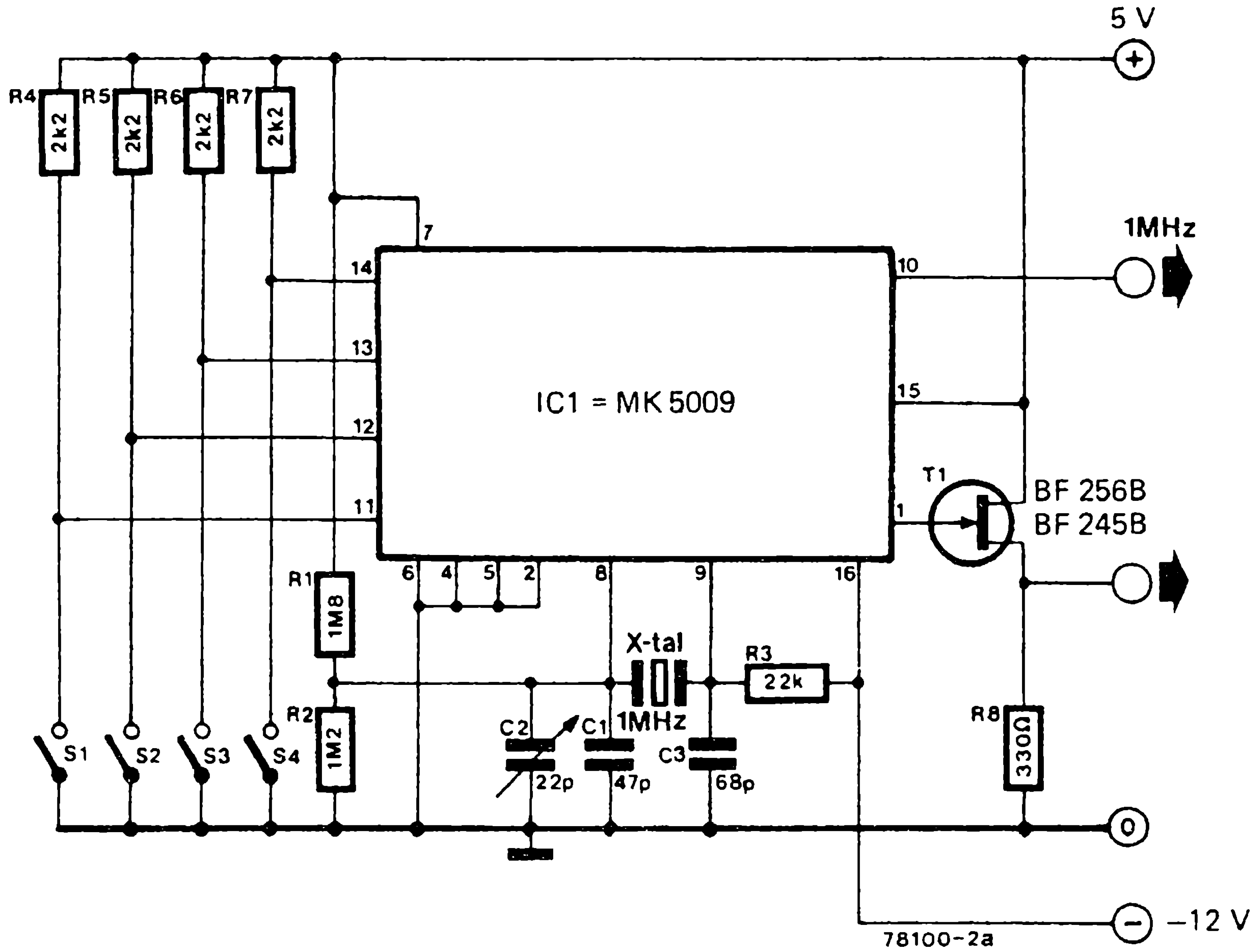
Prin utilizarea unui cristal de cuarț de 1 MHz avem la dispoziție la ieșire (pin 1) semnale dreptunghiulare cu perioada de la 1 µs până la 3600 s, în funcție de raportul de divizare programat. Tabelul prezintă corelația între poziția comutatorului și divizarea frecvenței oscilatorului.

Dacă, de exemplu, numai comutatorul S4 este închis, atunci ieșirea divizorului furnizează un semnal de 50 Hz; cu aceeași poziție a comutatorului, la utilizarea unui cristal de cuarț de 1,2 MHz, frecvența oscilatorului este divizată la 60 Hz. Cristalul de cuarț lucrează în rezonanță paralelă și este conectat cu o capacitate de 30 pF. La pinul 10, frecvența oscilatorului este furnizată fără a mai trece prin etajul de separare. Ieșirea „time out" (pin 1) este prevăzută cu un buffer (etaj de separare) care este suficient pentru a excita montaje CMOS sau o poartă TTL; comanda intrărilor de mică rezistență necesită un alt etaj buffer.

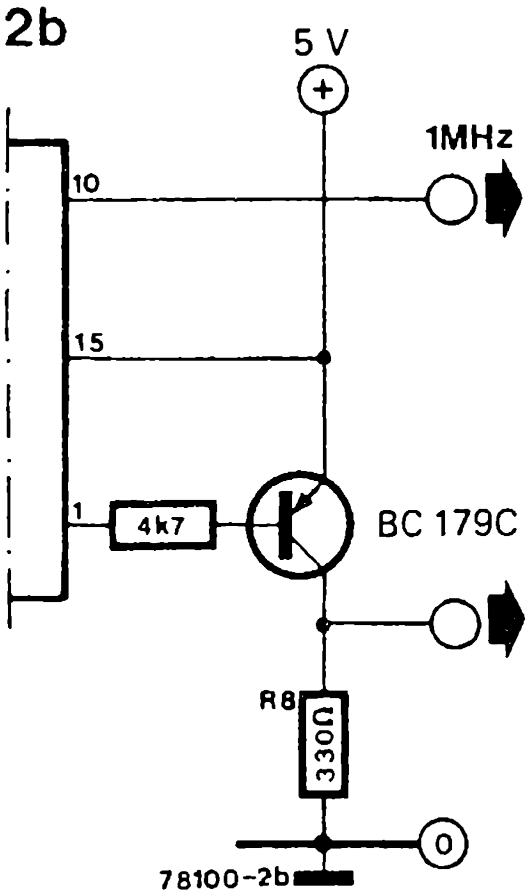
1

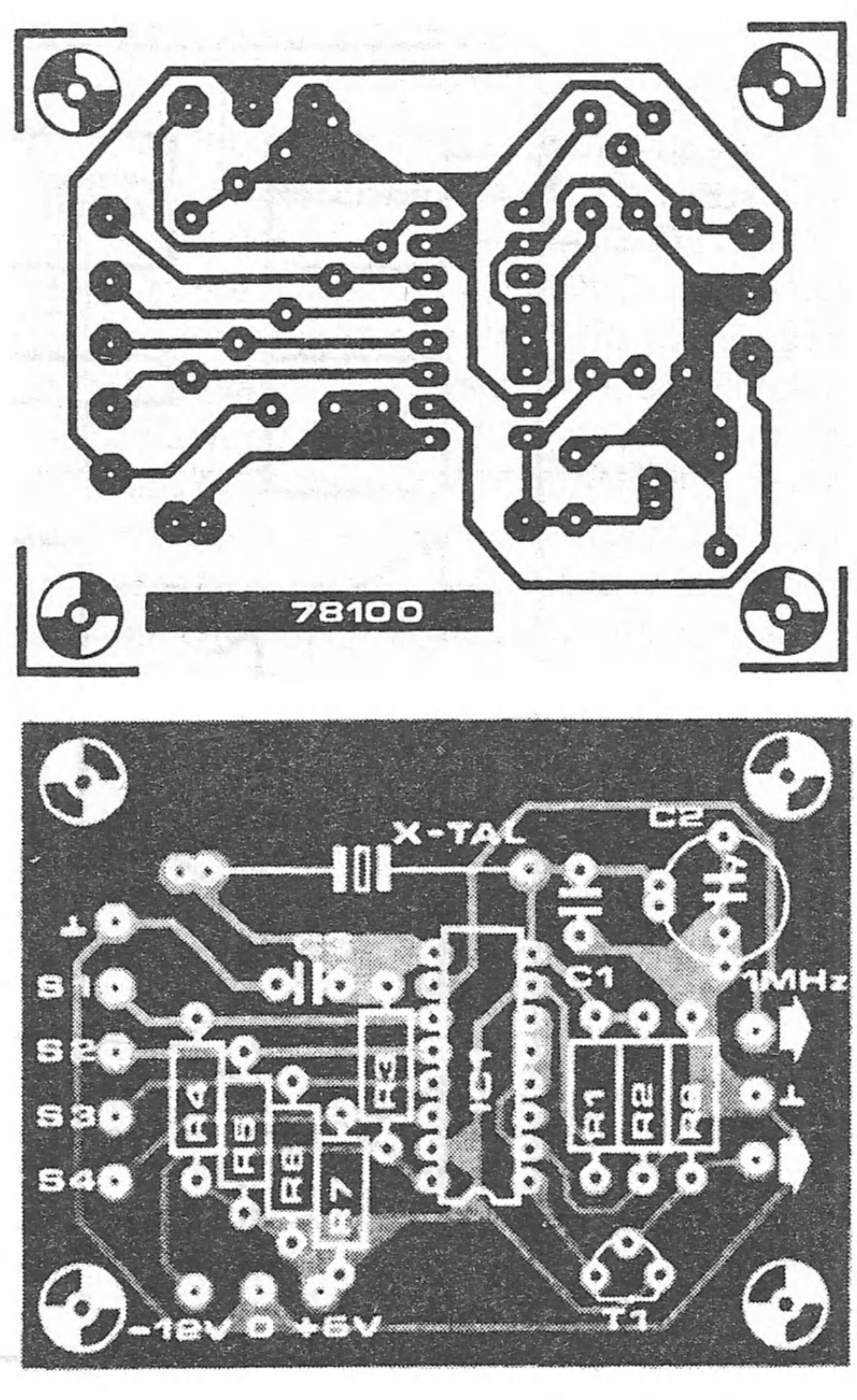


2a

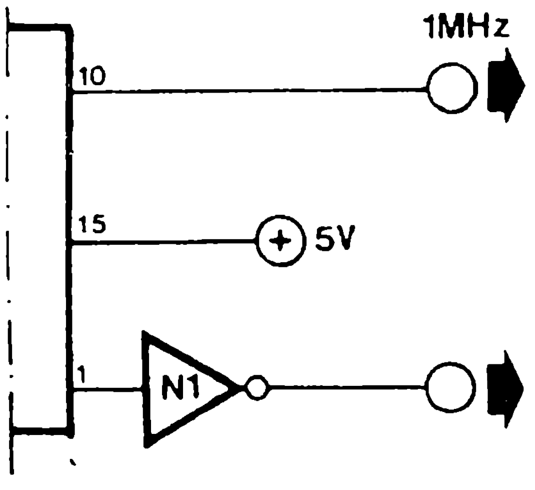


2b





2c



N1 = 1/6 4049, 1/6 7404

78100-2c

Fig. 2 prezintă trei posibilităţi de rezolvare a problemei. În locul lui BC 179C din fig. 2b poate fi introdus aproape orice alt tranzistor pnp din clasa C de amplificatoare. Acordarea montajului se limitează la reglarea precisă a frecvenţei oscilatorului, cel mai bine cu un numărător de frecvenţă. La alimentarea montajului nu se pun condiţii deosebite (max.15 mA, în funcţie de tensiunea de alimentare, fără etajul buffer); stabilizatoarele de mică putere sunt foarte potrivite în acest caz.

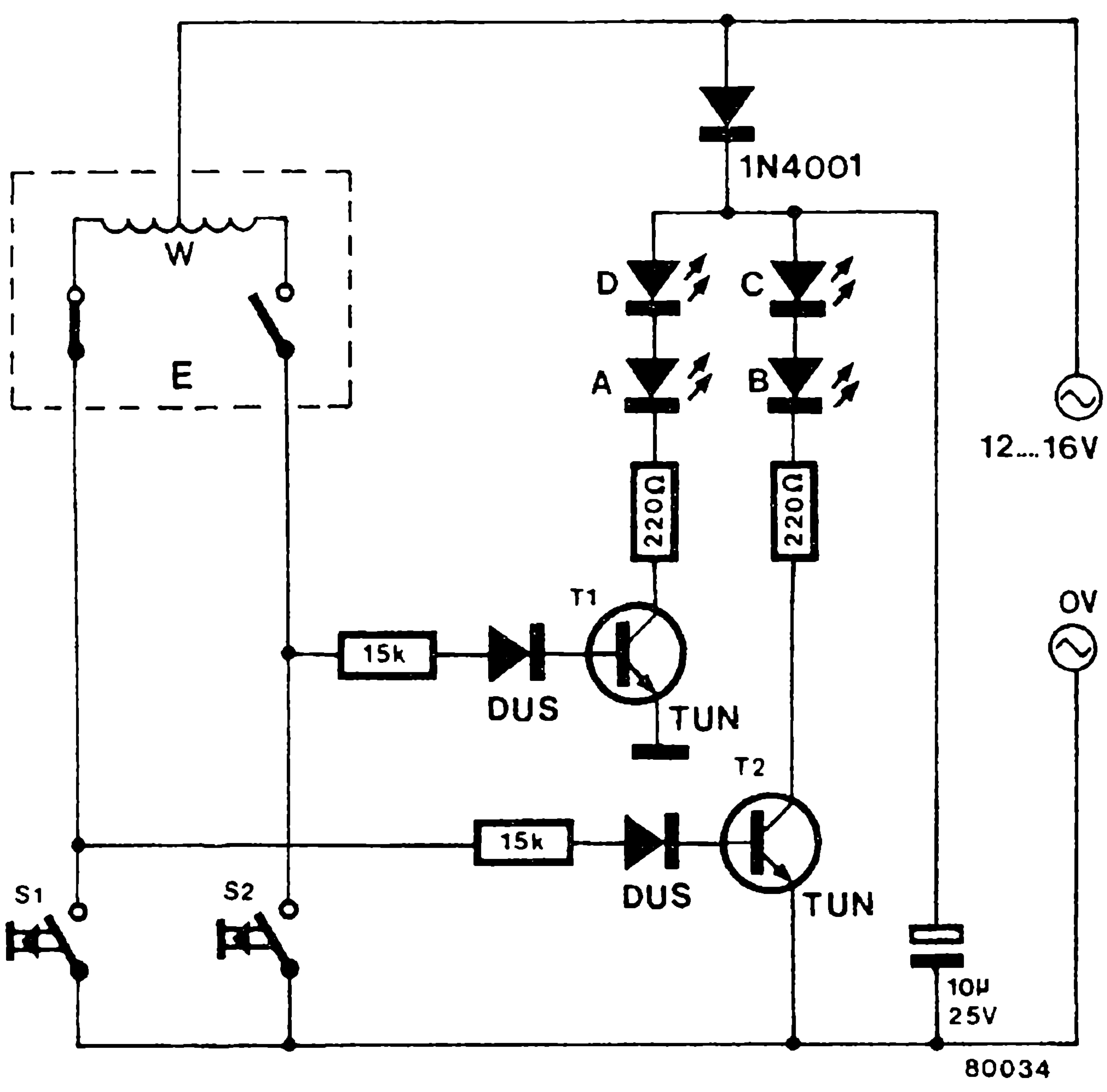
S1	S2	S3	S4	Divizor
0	0	0	0	10^0
0	0	0	1	10^1
0	0	1	0	10^2
0	0	1	1	10^3
0	1	0	0	10^4
0	1	0	1	10^5
0	1	1	0	10^6
0	1	1	1	10^7
1	0	0	0	10^8
1	0	0	1	6×10^7
1	0	1	0	36×10^8
1	0	1	1	6×10^8
1	1	1	1	2×10^4

0 = comutator închis
1 = comutator deschis

109 *Indicator de poziţie pentru macaz*

Introducerea microprocesoarelor pentru comanda funcţiilor unei instalaţii de cale ferată miniatură nu mai este de domeniul viitorului; au fost deja construite instalaţii complet miniaturizate. Cu toate acestea, persistă mereu nevoia de a reprezenta, pe cât posibil mai clar, funcţii simple în cadrul instalaţiei. Una din cele mai importante funcţii o îndeplinesc macazurile. Într-o reţea de şine complicată, nu este întotdeauna uşor de recunoscut poziţia unui macaz şi, cu aceasta, direcţia de mers.

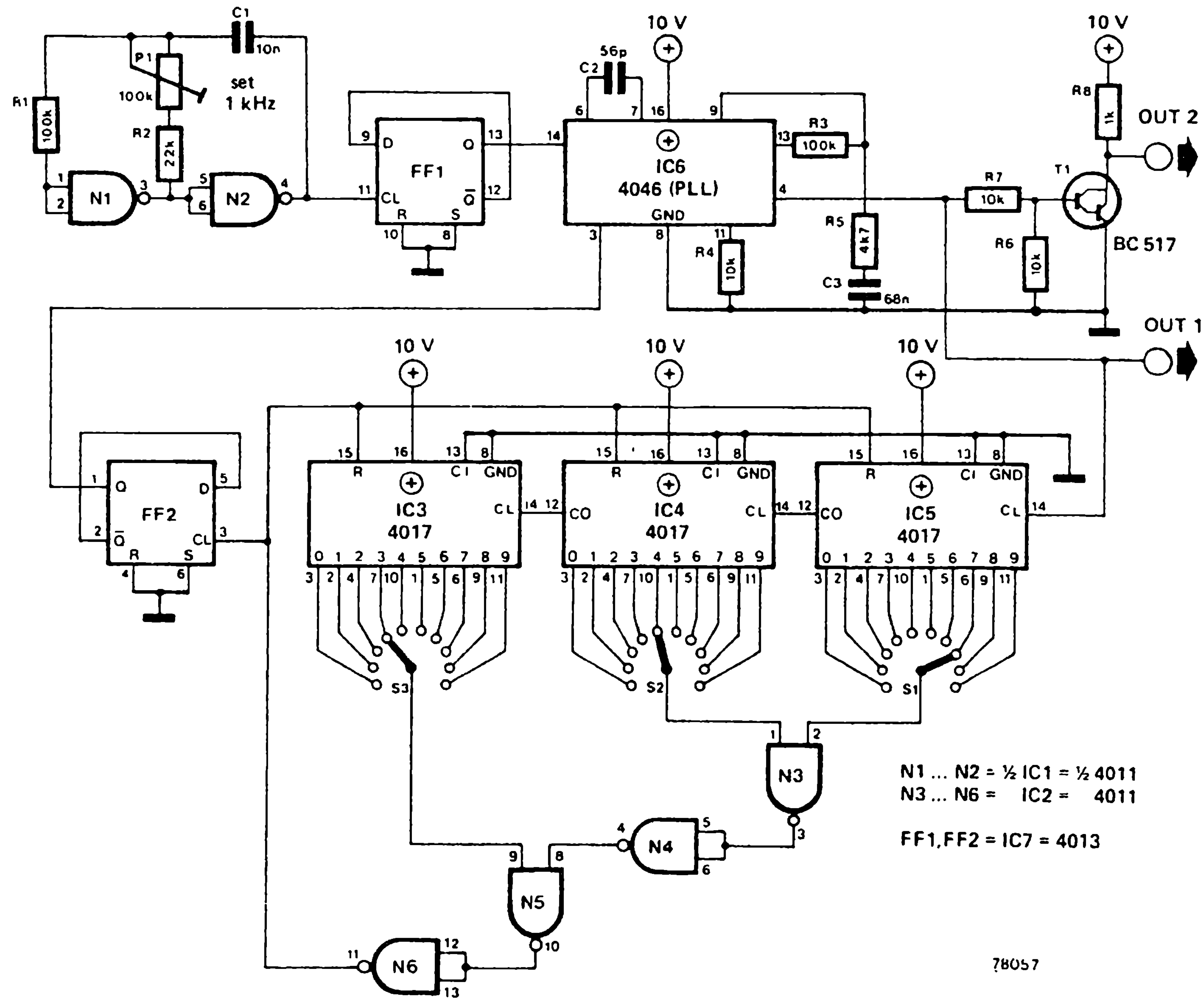
„Indicatorul" prezentat în acest articol arată clar pe pupitrul de comandă poziţia unui macaz. Pentru aceasta, sunt utilizate LED-uri de diferite culori pentru a asigura aprecierea corectă a situaţiei.



Montajul este foarte simplu: LED-urile sunt conectate și deconectate de comutatoare electronice (tranzistoare). Macazurile utilizate (W) trebuie să fie dotate cu întrerupătoare de capăt de cursă (E). Tastele și partea electronică se găsesc în pupitrul de comandă. În afară de aceasta se poate amplasa pe macaz, așa cum se arată în desen, câte un LED pentru fiecare sens de circulație (D și C), astfel încât poziția poate fi recunoscută imediat, direct pe macaz. În caz că nu dorim acest lucru, putem înlocui LED-urile printr-o punte de sârmă.

110 *Sintetizator de frecvență*

Acest sintetizator de frecvență produce oscilații dreptunghiulare a căror frecvență poate fi reglată în trepte de 1 kHz în domeniul 1 kHz ÷ 999 kHz. Cea mai importantă parte componentă a montajului este circuitul integrat CMOS - PLL - IC 4046. În 4046 (IC6) se găsește un oscilator care produce semnale dreptunghiulare, disponibile la pinul 4. Frecvența acestui semnal este divizată printr-un factor număr întreg care poate fi fixat prin comutatoarele S1 ... S3. Multivibratorul bistabil FF2 împarte încă o dată semnalul de ieșire al lanțului de divizare care, concomitent, este și semnal reset, și formează din îngustele semnale reset un semnal dreptunghiular simetric. Acest semnal este condus la una din cele două intrări ale montajului comparator de faze existent în circuitul integrat PLL (Phase Locked Loop). La cea de a doua intrare (pin 14) se găsește o tensiune dreptunghiulară simetrică, care este produsă de oscilatorul N1/N2 și a cărui frecvență este împărțită prin 2 de multivibratorul bistabil FF1. Semnalul de ieșire furnizat de oscilatorul PLL este de aceea cuplat rigid cu semnalul produs de N1/N2.



Urmarea este că și semnalele de tact ale ambelor multivibratoare bistabile corespund în frecvență. Frecvența la intrarea lanțului de divizare (IC5) trebuie de aceea să fie egală cu 1 kHz înmulțit cu factorul de divizare reglat.

Utilitatea montajului constă și se bazează pe stabilitatea frecvenței oscilatorului de comandă N1/N2. La pretenții mai mari, acesta ar trebui înlocuit cu un oscilator cu cristal de cuarț.

111 *Regulator de turație pentru mini-bormașine*

Pe piață există deja de ceva timp diferite mașini de găurit în format mini. Ele sunt în general alimentate cu baterii a căror capacitate este însă limitată. Cu ajutorul unui regulator de tensiune integrat conectat invers turația unei minimașini de găurit se poate regla între anumite limite, în așa fel încât ea să rămână constantă, independent de sarcină.

Înainte de a ne uita la montaj, vrem să ne clarificăm asupra proprietăților unui motor de curent continuu (derivație). De ce scade turația odată cu creșterea sarcinii? În mod normal, un asemenea motor este alimentat cu o tensiune (aproape) constantă. În lipsa sarcinii, motorul absoarbe atâta energie cât este necesară pentru a compensa pierderile de putere electrice și mecanice (frecare). Comportarea motorului în sarcină este caracterizată prin faptul că, la creșterea acesteia (absorbție de curent crescută), motorul încearcă să crească corespunzător cuplul disponibil la axul său. Aceasta se face pe seama turației care scade, în această situație.

Această comportare a montajului poate fi modificată deci numai atunci când tensiunea de alimentare nu rămâne constantă, ci este mărită corespunzător creșterii sarcinii. Atunci motorul poate prelua un curent mai mare și poate să mențină o turație constantă.

În montajul prezentat aici, acest proces de reglare este preluat de un regulator integrat de tensiune. Cu ajutorul lui pot fi acționate motoarele cu tensiune de alimentare de la 2,5 V la 12 V, la un curent maxim absorbit de 1 A. Aici este utilizat tipul 79GU, deoarece domeniul său de reglaj ajunge până la maximum –2,23 V. Tipul 78GU are o tensiune minimă de ieșire de numai 5 V, permițând astfel reglarea turației doar la motoarele a căror tensiune de acționare se găsește în acest domeniu.

Fig. 1 prezintă funcționarea regulatorului de tensiune. Tensiunea de ieșire este determinată de raportul rezistențelor R1 și R2.

$U_{out} = (R1 + R2)U_c/R2$

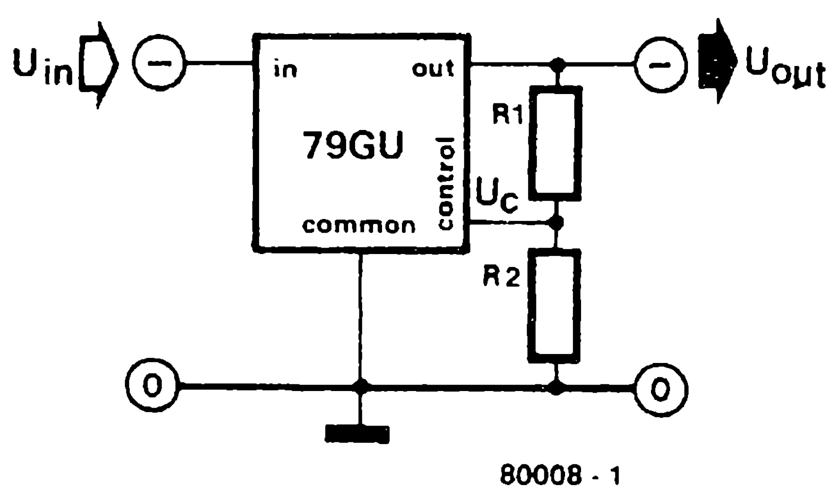
U_c este egal cu –2,23 V la tipul 79GU. Această tensiune este, așa cum se poate vedea din formulă, măsura pentru tensiunea de ieșire, și de aceea a fost introdusă în montaj (fig. 2) ca mărime de reglare.

Dacă se încarcă motorul, mai întâi scade turația și crește curentul; prin aceasta crește și tensiunea negativă la borna „comună“ a regulatorului de tensiune (căderea de tensiune pe R2 este mai mare). Circuitul integrat are acum rolul de a menține constantă, la valoarea de –2,23 V, tensiunea față de borna „comună“. Tensiunea de ieșire (negativă) crește, din acest motiv; curentul prin motor poate crește în continuare și, de asemenea, și turația. În principiu, R2 poate fi realizat ca potențiometru și astfel se poate regla punctul de intervenție al regulatorului. Contactul cursorului s-ar arde repede în această situație, din cauză că la o modificare a reglajului ar circula continuu un curent mare prin el. În locul reglajului cu R2 este posibil reglajul cu P2. În poziția cea mai de sus a cursorului lui P2 se realizează un reglaj conform fig. 1. Tensiunea de ieșire este menținută constantă față de tensiunea la borna„comună“ (de asemenea și tensiunea motorului); în acest caz nu poate fi vorba de „reglare“. Abia prin rotirea cursorului în cealaltă direcție ia naștere cuplajul dorit.

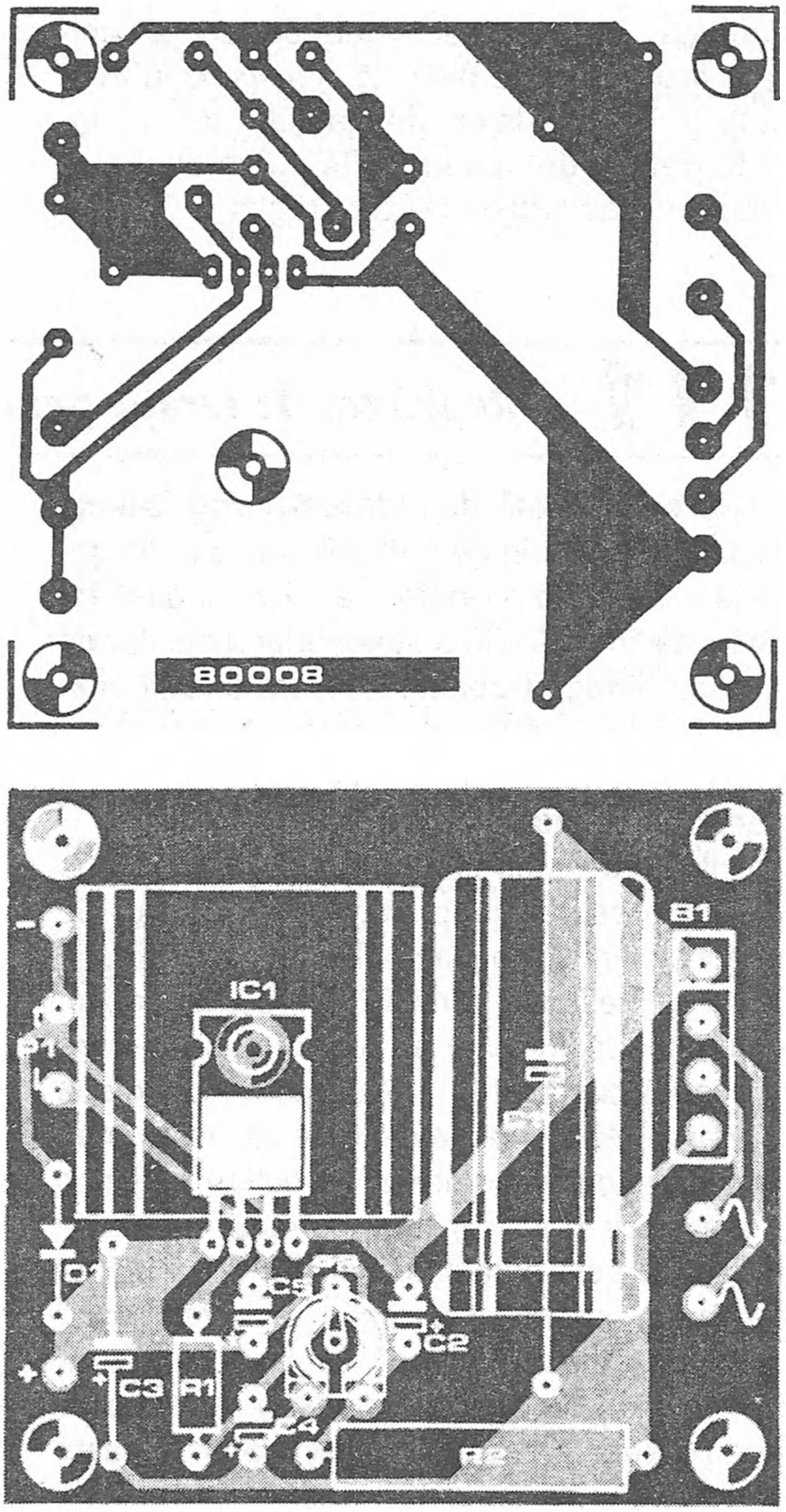
Construcție și reglare

În fig. 3 este prezentat cablajul plăcii. Placa conține, pe lângă transformator, siguranță și

1



3



Lista de componente

Rezistențe

R1 = 2k2 (vezi textul)
R2 = 4Ω7 / 5 W (vezi textul)
P1 = 10 k potențiometru liniar
P2 = 100 Ω potențiometru semireglabil

Condensatoare

C1 = 2200 μ / 35 V
C2 = 2μ2 / 35 V tantal
C3 = 100 μ / 16 V
C4, C5 = 1 μ / 25 V tantal

Semiconductoare

IC1 = 79GU
D1 = 1N4001
B1 = B40C1500

Diverse

Tr = transformator 18 V / 1 A secundar
F = 0,1 A siguranță lentă
Radiator pentru IC1

2

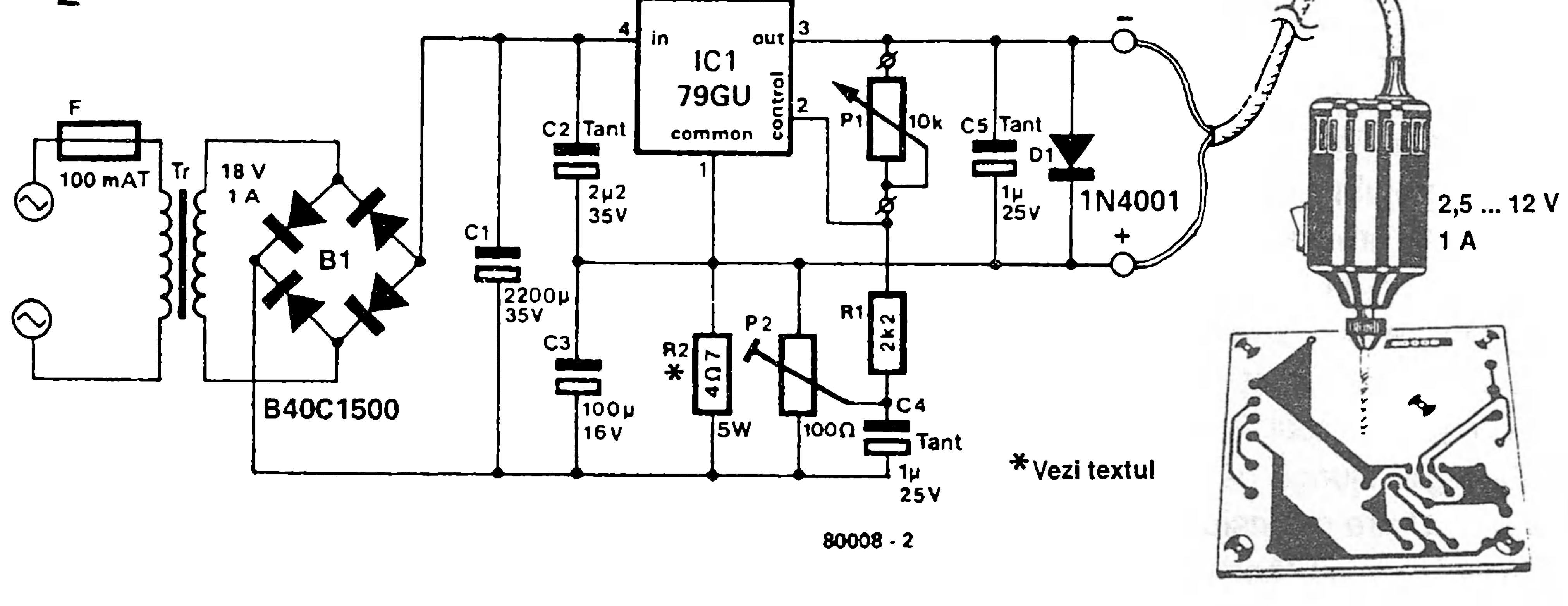


Fig. 1 Regulatorul de tensiune are rolul de a menține la ieșirea sa o tensiune constantă de –2,23 V între intrarea de control și borna „comună".

Fig. 2 Cu ajutorul lui P2 se poate regla gradul de cuplare. Prin cuplaj tensiunea de ieșire crește odată cu creșterea curentului de ieșire. Prin aceasta, turația prestabilită rămâne (aproape) constantă.

Fig. 3 Cablajul și modul de amplasare a componentelor pentru regulatorul mini-bormașinei. IC1 trebuie montat pe radiator potrivit. P1 este conectat cu două fire la placă. Legătura între cursor și un capăt se poate realiza direct pe potențiometru.

potențiometru, toate elementele constructive necesare. După terminarea construcției ar trebui măsurată mai întâi tensiunea de ieșire cu ajutorul unui multimetru. Pentru aceasta, mai întâi se rotește cursorul lui P2 complet spre dreapta. P1 este reglat pe rezistența maximă. Tensiunea măsurată acum ar trebui să fie cu circa 20% mai mică decât tensiunea maximă admisibilă a motorului; dacă nu este așa, atunci valoarea lui R1 trebuie micșorată sau mărită corespunzător.

După acest control funcțional se poate conecta mașina de găurit. P1 ar trebui să fie acum în poziția de mijloc. P2 este astfel reglat, încât turația motorului nu crește. La o cuplare prea puternică (prin reglarea lui P2), turația crește automat, iar motorul se ambalează (se distruge). Atunci când reglajul descris nu este posibil, R2 trebuie schimbat, iar reglajul trebuie repetat.

Acordul optim între montajul regulatorului și mașina de găurit este obținut atunci când la încărcarea maximă turația rămâne constantă, în situația în care valorile maxim admisibile ale tensiunii și curentului nu sunt depășite. Curentul este într-adevăr limitat prin circuitul integrat, însă tensiunea poate să crească (teoretic), pe baza cuplajului, peste valoarea admisibilă. Prin menținerea fixă, pentru scurt timp, a alimentării mașinii de găurit, se poate limita acest caz de funcționare. Se măsoară curentul și tensiunea și se acordează R1 și R2. După aceasta, reglajul grosier descris mai înainte poate fi verificat încă o dată.

Nu trebuie să ne facem probleme pentru o încărcare prea mare a circuitului integrat, deoarece acesta este protejat intern atât contra scurtcircuitelor, cât și a supraîncărcării termice.

112 *Semafor de circulație auto*

Montajul reprezintă o rezolvare simplă pentru construcția unui semafor de circulație auto utilizabil pentru instalațiile de cale ferată și circulație auto miniaturizate. În afară de aceasta, montajul poate fi atât de mic, încât poate fi introdus ușor în piciorul unui semafor. Este de asemenea posibilă montarea într-un semafor central suspendat. Mai întâi să stabilim fazele comenzii unui semafor. În general, faza START decurge astfel încât semaforul trece de pe ROȘU pe ROȘU/GALBEN și, în sfârșit, pe VERDE. Faza STOP rezultă analog: VERDE - GALBEN - ROȘU. În funcționarea practică există și posibilitatea cumulării semnalului ROȘU în toate direcțiile (de exemplu, la trecerea mașinilor salvării). În afară de aceasta, din motiv de siguranță, fazele ROȘU/GALBEN și GALBEN au durate diferite; aceste două stări de comutare

Tabel 1

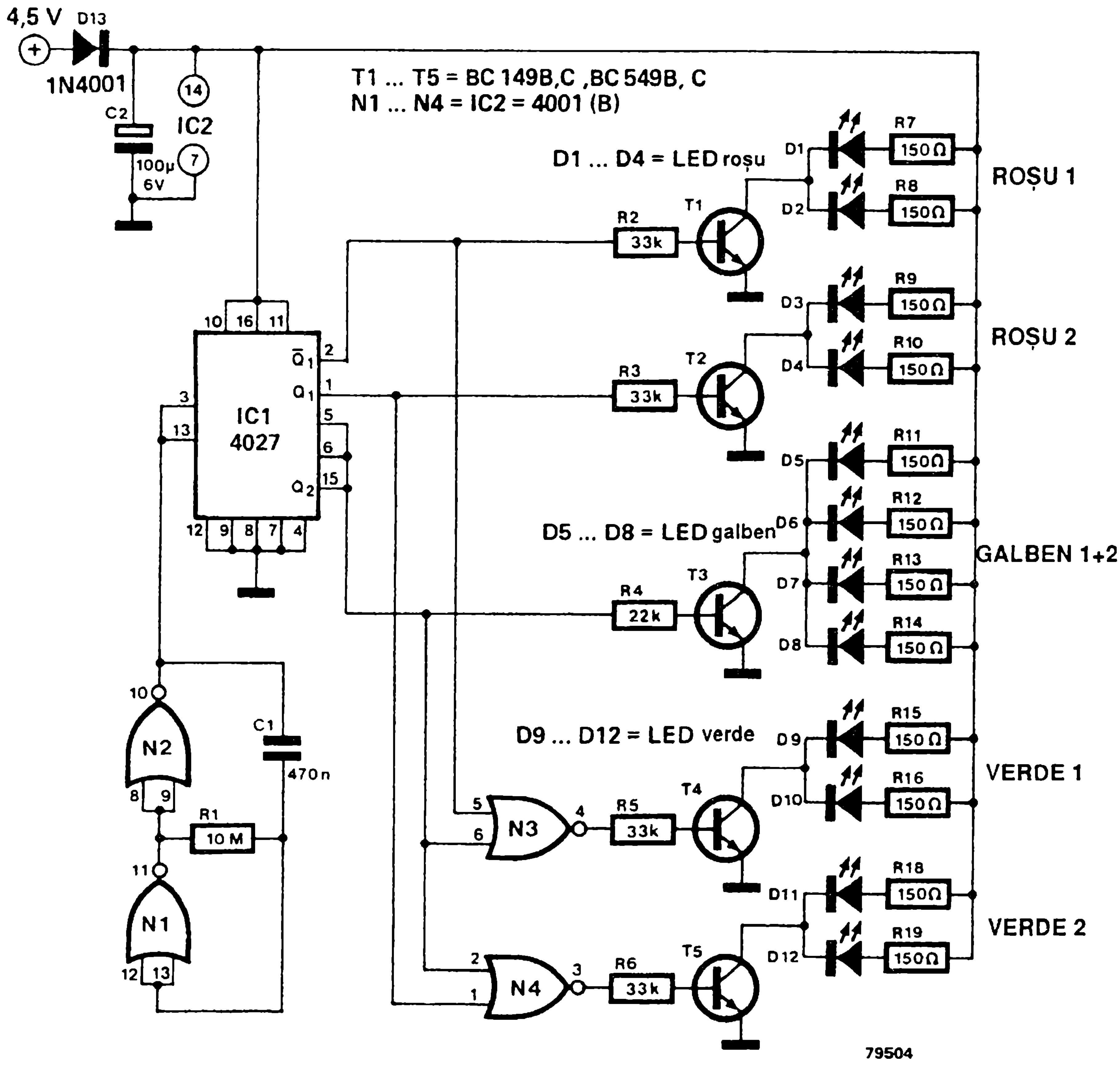
Direcția 1

ROȘU	GALBEN	VERDE
1	0	0
1	1	0
0	0	1
0	1	0

Direcția 2

ROȘU	GALBEN	VERDE
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

FF1		FF2	
Q1	$\overline{Q1}$	Q2	$\overline{Q2}$
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0



nu sunt luate în considerare aici, deoarece nu sunt neapărat necesare.

Cele patru situații de comutare ROȘU, ROȘU/GALBEN, GALBEN și VERDE trebuie codificate corespunzător. Comutarea a patru semafoare pentru două direcții de circulație este reprezentată într-un tabel de adevăr. De aici rezultă stările de comutare logică și se încearcă realizarea lor cu elemente logice.

Pentru realizarea celor patru stări de comutare se pot utiliza două multivibratoare bistabile (FF1 și FF2). Printr-o comparație a stărilor de comutare dorite ale semafoarelor cu acelea ale multivibratoarelor bistabile, se găsesc imediat următoarele corespondențe în tabel:

ROȘU 1 = $\overline{Q1}$

GALBEN 1 = Q2

VERDE 1 = $Q1 \cdot \overline{Q2} = \overline{\overline{Q1} + Q2}$

ROȘU 2 = Q1

GALBEN 2 = Q2

VERDE 2 = $\overline{Q1} \cdot \overline{Q2} = \overline{Q1 + Q2}$

Pentru realizarea montajului sunt necesare deci două multivibratoare bistabile și două porți NOR. Aceste funcții sunt conținute în circuitele integrate CD 4027 (2J-K multivibrator bistabil MASTER - SLAVE - stăpân-sclav -) și CD 4001 (4 porți NOR). Cele două porți NOR rămase sunt astfel conectate încât să formeze un generator de tact pentru multivibratoarele bistabile. Prin aceasta, rezultă deja montajul din fig. 1. LED-urile sunt comandate de tranzistoarele T1 ... T5. Pentru alimentare poate fi utilizată o baterie plată de 4,5 V. Întregul montaj încape pe o mică placă cu raster cu găuri.

(Wolfgang Peinelt)

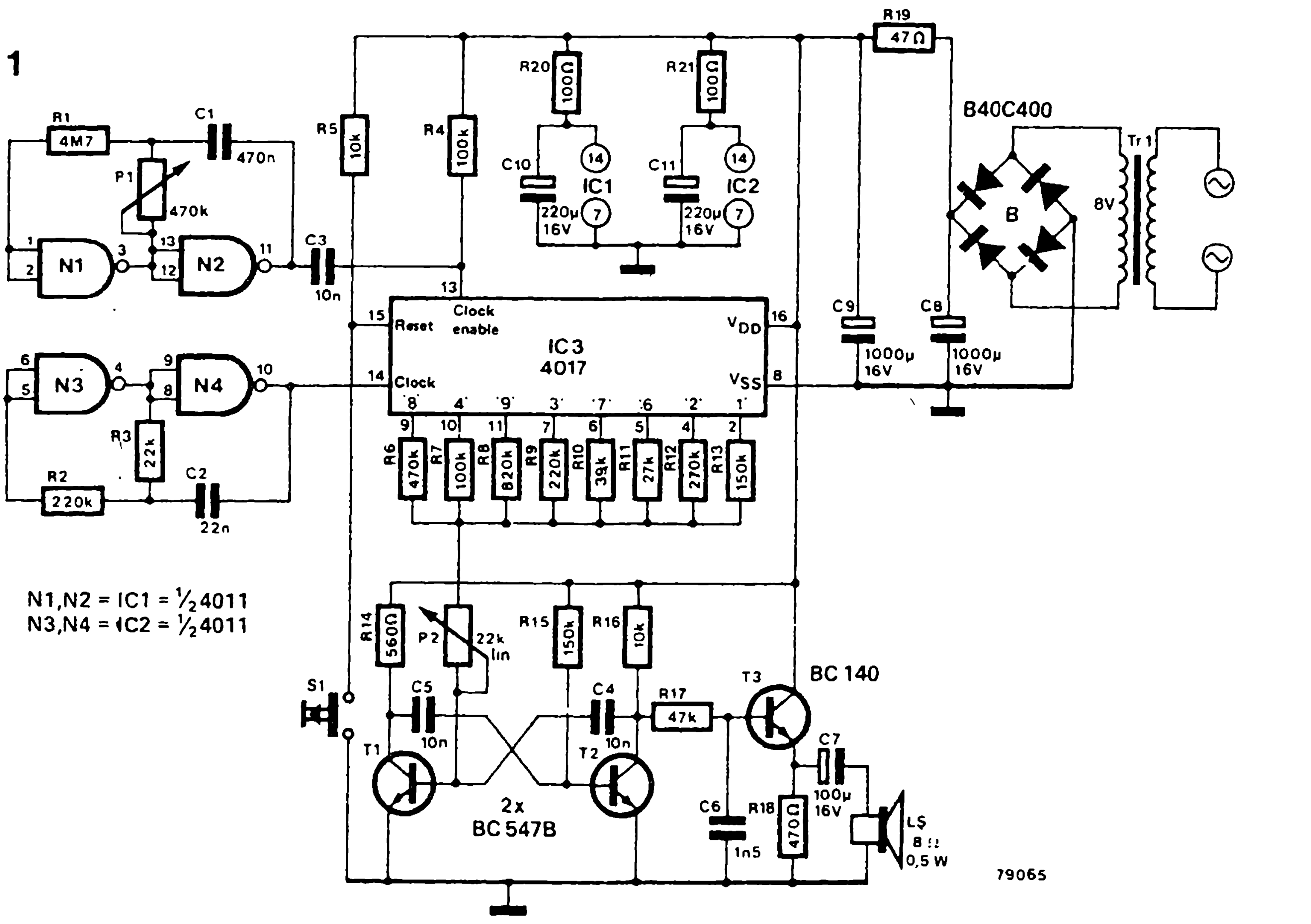
113 *Sonerie surpriză*

Celui care încă nu s-a putut decide în fața marelui număr de montaje de sonerii disponibil, i se oferă aici o ultimă șansă: acest montaj oferă ceva special: el generează o altă melodie la fiecare apăsare a butonului.

Această sonerie, al cărei montaj este prezentat în fig. 1, constă din două oscilatoare de semnale dreptunghiulare care oscilează liber, un numărător și un oscilator de sunet comandat în curent. Frecvența semnalului generat de oscilatorul N3/N4 măsoară circa 1 kHz, în timp ce frecvența celuilalt oscilator (N1/N2) poate fi reglată cu P1 între 12 și 900 Hz. După diferențierea prin elementul RC compus din R4/C3, impulsurile furnizate de N1/N2 ajung la intrarea de acces tact (pin 13) a numărătorului IC3. Numărătorul poate număra doar pentru scurt timp impulsurile celui de al doilea oscilator existente la intrarea de tact (pin 14). Numărătorul își schimbă poziția numai atunci când la intrarea de acces tact există un „0“ logic; ieșirile (pin 2, 4, 5, 6, 7, 11, 10, 9) trec pe rând în starea „1“ logic.

Atâta timp cât contactul butonului soneriei S1 este deschis, la intrarea reset a numărătorului există un „1“ logic; ca urmare numărătorul stă în poziția „0“. Dacă se apasă pe S1, atunci numărătorul ia starea „1“ la prima coincidență a unui impuls de tact cu un impuls de acces tact. De fiecare dată când un impuls de tact coincide în timp cu un impuls de acces tact, poziția numărătorului crește cu o unitate. Opt din cele 10 ieșiri ale numărătorului sunt legate prin rezistențele (R6 ... R13) și potențiometrul P2 cu oscilatorul de sunet (T1, T2) comandat în curent, astfel încât acesta produce o succesiune de sunete cvasi-arbitrare. Cu P2 se poate modifica întregul registru de sunete. De asemenea și durata, în timpul căreia butonul S1 rămâne apăsat, are influență asupra semnalului soneriei. Pentru a se da în cele din urmă un caracter ritmic semnalului, ieșirea „5“ (pin 1) a lui IC3 a fost omisă. Ieșirea „0“ (pin 3) nu este conectată, deoarece această ieșire, în

1



starea de repaus a numărătorului, este „1" logic.

Oscilatoarele de semnale dreptunghiulare N1/N2 și N3/N4, atunci când sunt construite cu un singur 4011, se pot influența reciproc, ca urmare a cuplajelor interne din circuitul integrat (pericol de sincronizare). De aceea este recomandabilă utilizarea a două jumătăți de la două circuite integrate independente.

(A. Houghton)

114 *Economizor pentru baterie*

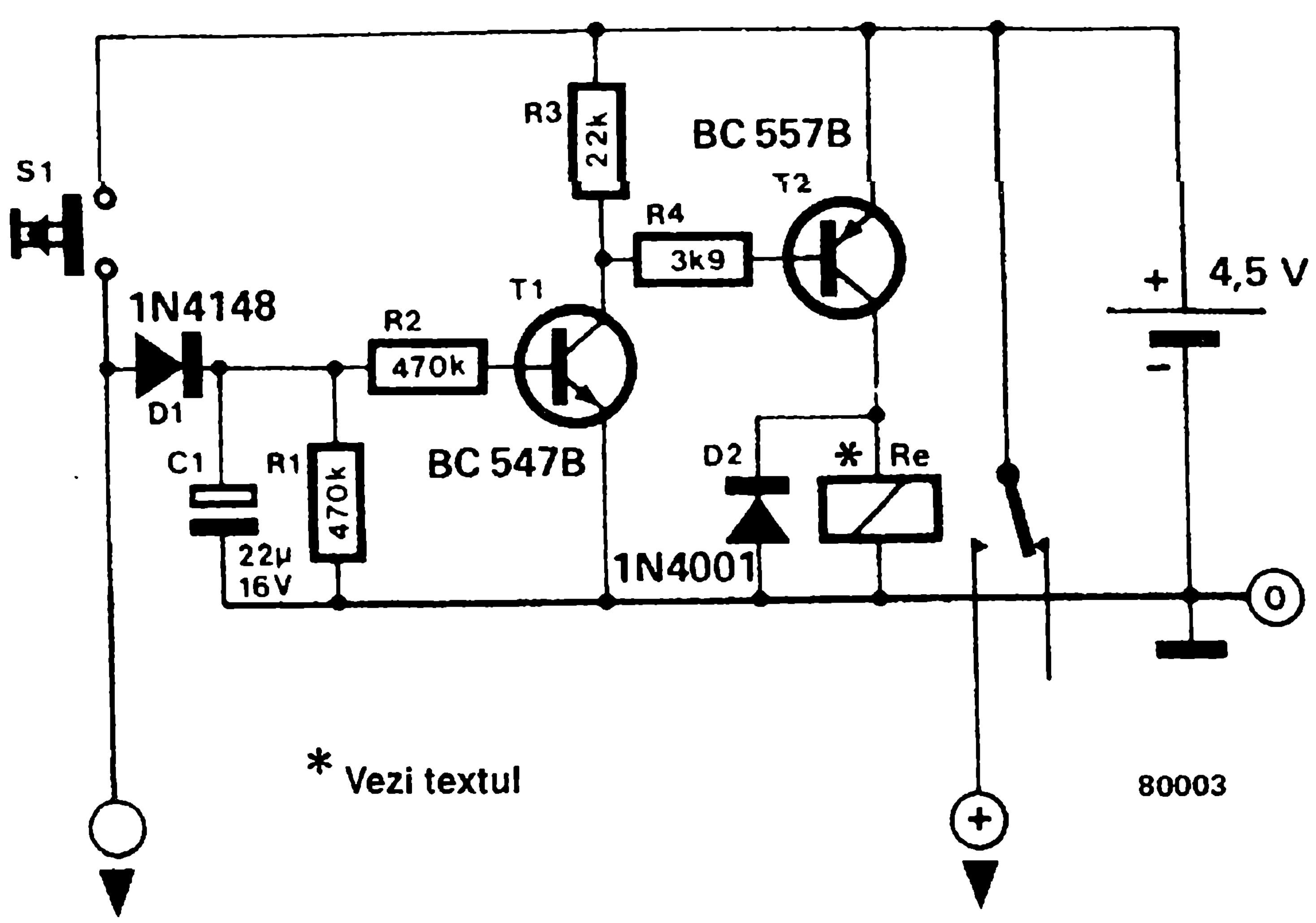
Jocurile electronice care funcționează cu baterii, cum ar fi „Cap sau pajură", ruleta sau diverse variante de zaruri, au un dezavantaj: bateriile se epuizează într-un timp prea scurt. Schimbarea bateriilor se amână vizibil atunci când partea electronică (sau cel puțin indicatoarele de LED-uri – consumatoare de energie) este deconectată după fiecare aruncare sau mișcare. Acest lucru poate fi realizat și manual, dar acționarea automată este mai comodă. Un releu de timp simplu, care întrerupe alimentarea la câteva secunde după fiecare aruncare, îndeplinește această funcție.

Figura prezintă montajul unui asemenea releu de timp în forma sa cea mai simplă. Tasta S1 servește ca buton de start pentru joc. În cazul în care contactul său se închide, atunci condensatorul electrolitic C1 se încarcă repede prin dioda D1. Tranzistorul T1 conduce și, prin T2, conectează releul care asigură alimentarea montajului jocului.

După eliberarea tastei S1, în prima fază nu se întâmplă nimic. Deoarece D1 se blochează, C1 se poate descărca lent prin R1, R2 și prin joncțiunea bază - colector a lui T1. Abia după câteva secunde tensiunea pe C1 scade într-o asemenea măsură încât T1 se blochează din nou și releul deconectează (declanșează). Prin aceasta, aportul de curent la montajul jocului este întrerupt până la mișcarea următoare.

Cu valorile date în montaj, timpul în care indicația poate fi citită este de circa 3 secunde. Dacă aceasta trebuie să fie mai scurtă sau mai lungă, atunci valorile lui C1, R1 sau R2 trebuie modificate corespunzător.

(W. Jitschin)



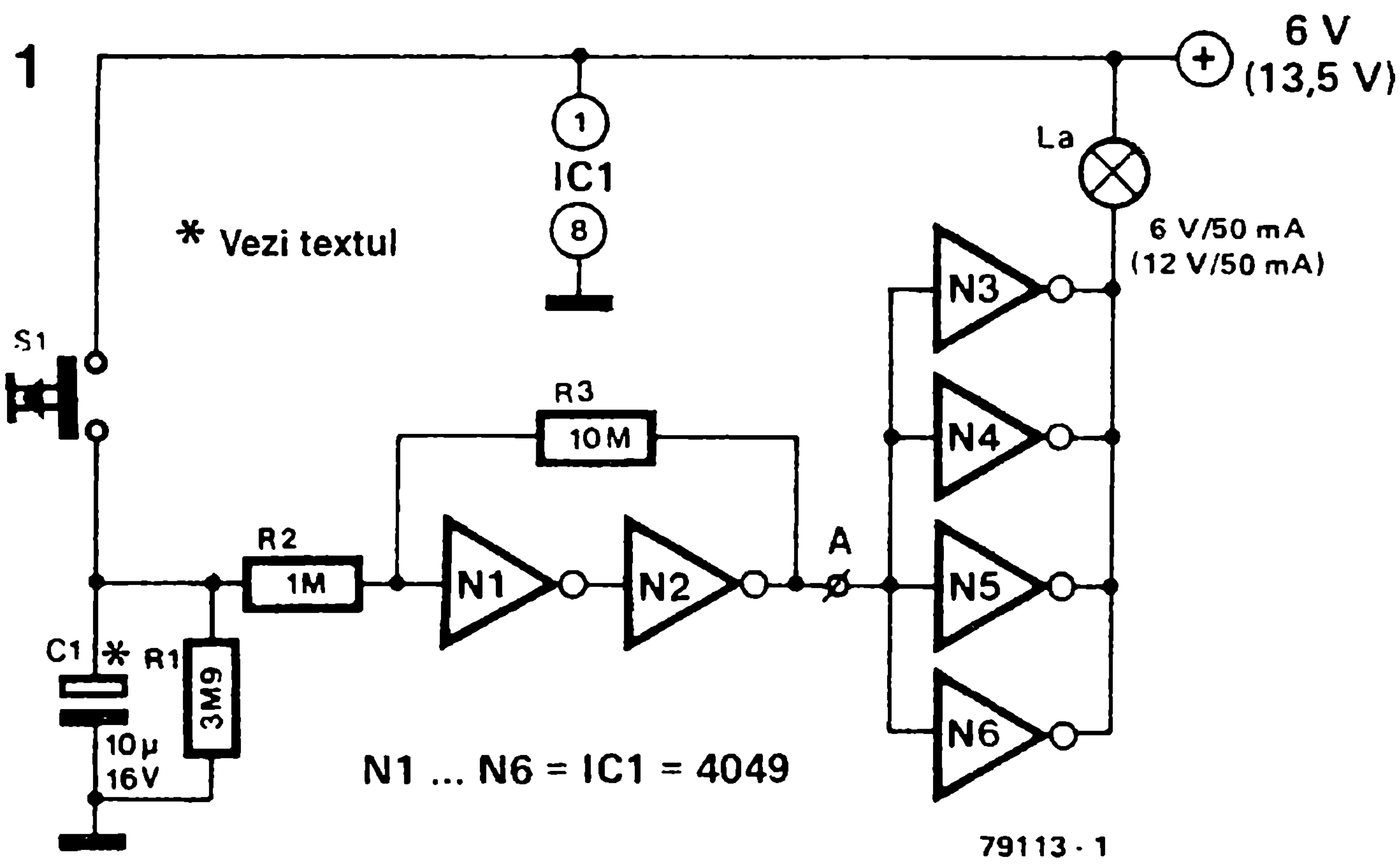
115 Iluminat automat

Chiar și în apartamentele moderne, cu instalațiile lor ramificate, este încă necesar adeseori să existe un colț care să nu trebuiască iluminat. Aici, în general, este necesară ceva mai multă lumină doar relativ rar și pentru puțin timp, astfel încât prelungirea rețelei de tensiune nu este rentabilă din motive economice. O iluminare alimentată de la baterii, care la apăsarea unui buton luminează pentru un timp predeterminat nișa unei debarale, aduce într-un mod elegant ceva mai multă lumină în întuneric. Că un asemenea automat nu este greu de construit, o arată montajul din fig. 1.

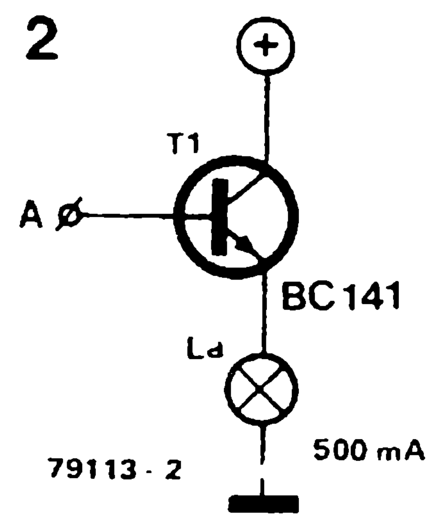
Cu numai câteva circuite integrate CMOS, trei rezistențe și un condensator se poate construi un releu de timp care la apăsarea unui buton conectează pentru un anume timp o lampă cu incandescență.

La apăsarea lui S1, C1 este încărcat de sursa de alimentare. Ieșirile celor patru inversoare N3 ... N6 conectate în paralel se găsesc în starea „low“ (jos), astfel încât lampa luminează. După eliberarea butonului, C1 se descarcă prin R1. Atunci când tensiunea condensatorului scade sub valoarea de prag a triggerului Schmitt N1/N2, lampa se stinge. Efectul de

1



2



trigger al inversorului N1/N2 ia naștere datorită cuplajului prin rezistența R3.

Cu dimensionarea dată, durata de conectare durează aproximativ 1,4 s per microfarad pentru C1. Un condensator cu o capacitate de 10 µ duce la un timp de iluminare de 14 s.

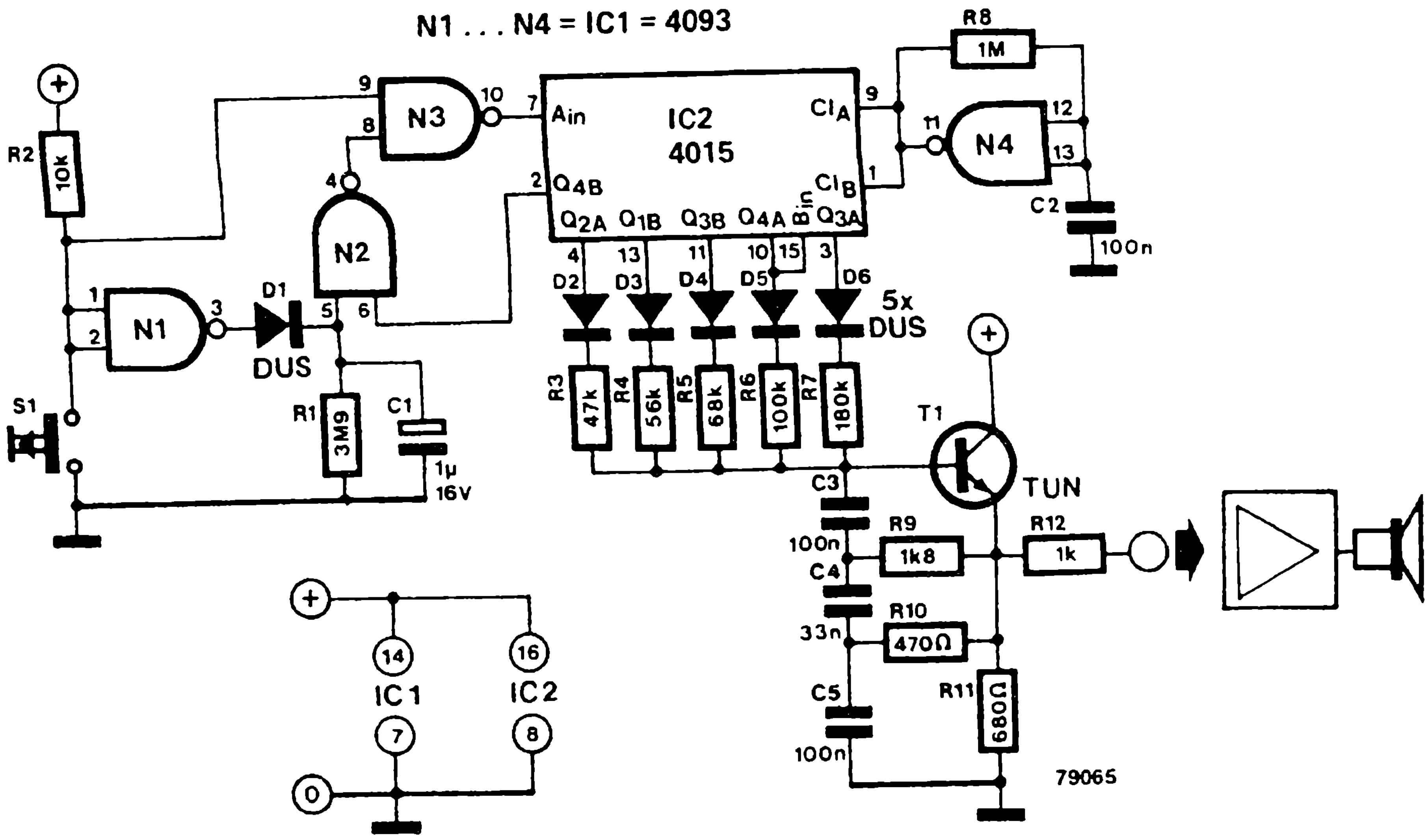
Montajul poate fi alimentat cu 4 baterii de 1,5 V înseriate (de exemplu, elemente mono sau miniatură). Dacă lumina nu este suficientă se pot utiliza trei baterii plate de 4,5 V conectate în serie.

Pentru a produce încă și mai multă lumină, inversoarele conectate ca buffer (N3 ... N6) trebuie înlocuite printr-un tranzistor. Fig. 2 prezintă acest caz. Tensiunea de alimentare se alege în funcție de tensiunea de funcționare a lămpii; ea poate fi cuprinsă între 4,5 și 15 V. Prin lampă poate trece în acest caz un curent de până la 500 mA. În cazul dat, tranzistorul T1 trebuie prevăzut cu un radiator.

116 Sonerie muzicală

Fig. 1 prezintă montajul soneriei muzicale. După apăsarea butonului soneriei S1, răsună o scurtă melodie. Atunci când butonul este apăsat mai mult timp sau de mai multe ori, răsună o altă melodie, care durează mai mult.

1



La acționarea lui S1, la intrările lui N1 și una din intrările lui N3 apare un „0" logic. Intrarea data A (pin 7 IC2) trece prin urmare în starea „1" logic. IC2 este un registru static secvențial de 4 biți, astfel încât, după fiecare impuls de tact primit de la generatorul de tact N4, acest „1" logic este împins mai departe cu o poziție. Frecvența de tact este de circa 5 Hz. Numărul de „1" împinși depinde aici direct de durata de acționare a butonului soneriei. Imediat ce cel puțin una din ieșirile registrului secvențial este „1", prin rezistența corespunzătoare circulă un curent către baza tranzistorului T1. Cu T1 este construit un oscilator simplu comandat în curent. Înălțimea sunetului depinde și de starea logică a diferitelor ieșiri ale multivibratoarelor bistabile. Fiecare impuls de tact împinge în registru semnalele „1" logic cu o poziție mai departe. La o nouă apăsare a butonului este introdus încă un „1". Una din ieșiri (Q4B) este cuplată invers prin N2 și N3, astfel încât semnalele „1" parcurg mereu registrul.

Atunci când butonul este eliberat, montajul lucrează până când C1 se descarcă prin R1. Dacă butonul este acționat repetat, condensatorul rămâne încărcat, astfel încât soneria sună încontinuu. Singura deosebire între cele două moduri de acționare constă în faptul că sunt introduse succesiuni diferite de „1", care produc melodii diferite. La ieșirea acestui montaj mai trebuie adăugat un amplificator. În plus, oscilatorul (T1, C3 ... C5 și R9 ... R12) poate fi înlocuit printr-un generator de efecte sonore disponibil (de la R9).

Tensiunea de alimentare nu este critică, poate fi utilizat orice alimentator care furnizează un curent de minimum 10 mA, la o tensiune de 5 ... 15 V.

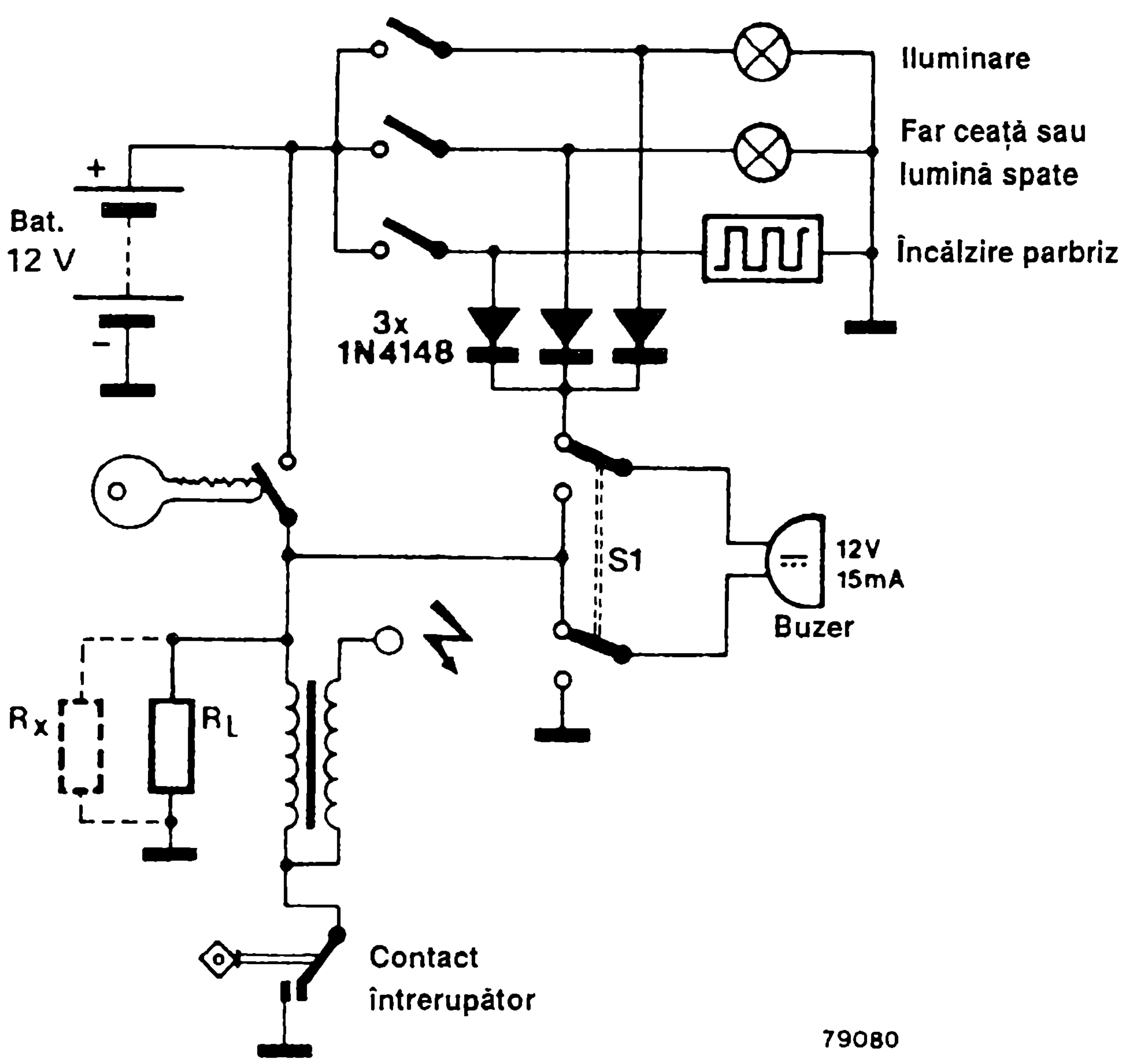
(după o idee a lui L. Witkam)

117 *Parcare – stinge luminile!*

Montaje care la părăsirea mașinii amintesc conducătorilor auto adânciți în gânduri că nu au deconectat luminile există într-o mare varietate.

Un mare avantaj al versiunii descrise aici constă în faptul că nu trebuie introdus nici un element constructiv în serie cu cablajul deja existent; astfel încât probabilitatea de a dispune de o instalație de lumină în stare de funcționare și după instalarea acestui montaj este destul de mare.

Din schema montajului se poate deja recunoaște cât de inofensivă este introducerea lui



în instalația electrică a autoturismului. Întregul montaj constă dintr-un sumator de curent continuu, un comutator bipolar și câteva diode (în funcție de utilizatorii conectați). În montaj sunt introduse ca exemple de conectare iluminatul, farurile de ceață și încălzirea parbrizului.

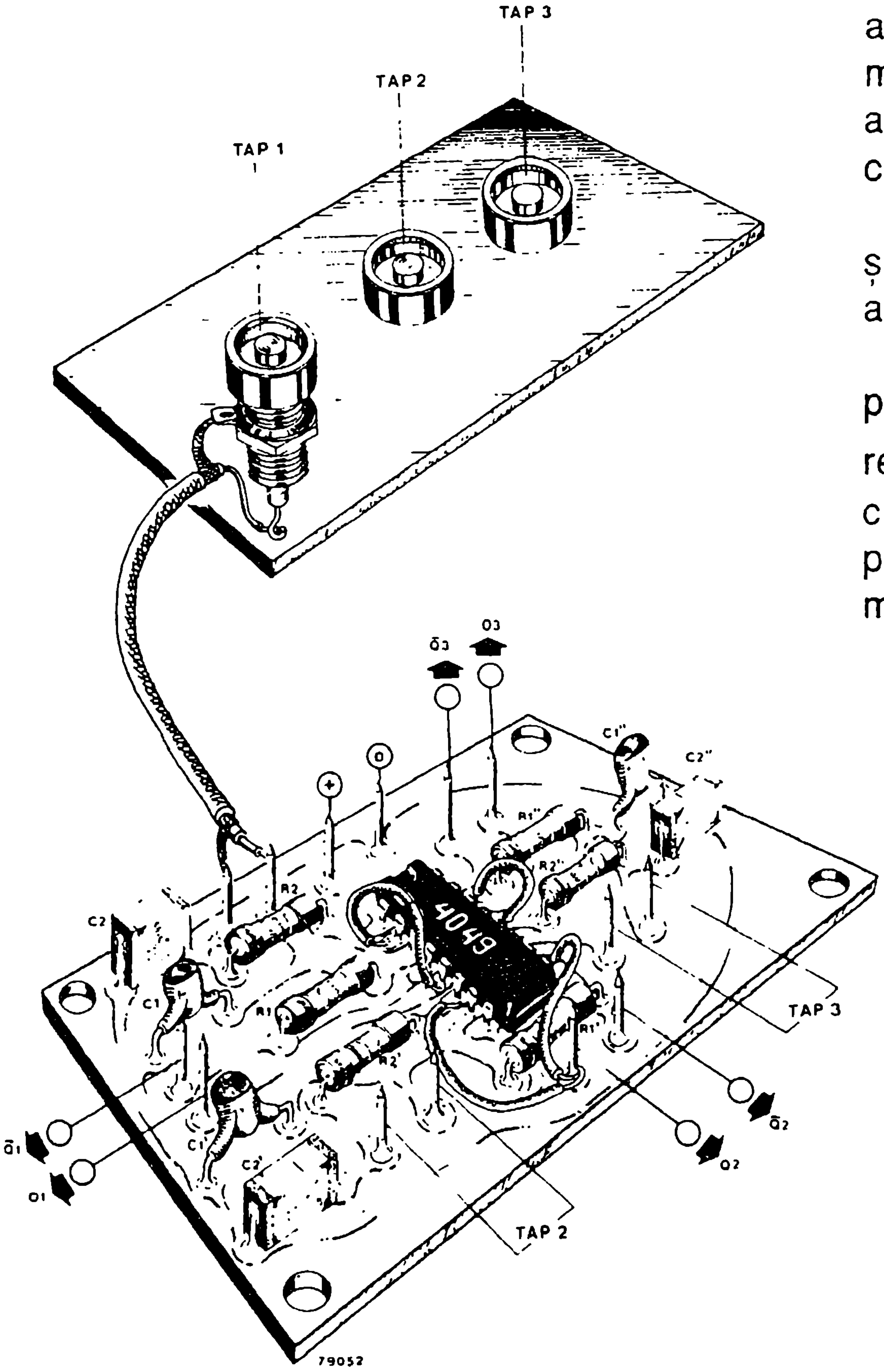
Se observă că montajul nu furnizează nici o informație despre starea instalației de iluminat (în ordine, sau defectă)! În cazul în care comutatorul stă în poziția din figură, atunci sumatorul devine activ imediat ce instalația de aprindere este conectată, iar unul sau mai mulți utilizatori sunt totuși în funcțiune. Prin deconectarea utilizatorilor respectivi, circuitul de curent este întrerupt, sumatorul este blocat. Dacă totuși se dorește să se lase conectat unul din utilizatori (de exemplu, lumina de parcare), se acționează comutatorul S1. Sumatorul este scos acum din funcție până când se pornește din nou motorul.

Comutarea lui S1 pune din nou montajul în stare de alarmă. De regulă este disponibilă o sarcină suficient de mică (R_L) în paralel cu instalația de aprindere (diverse lămpi de control), care acționează atunci când contactul întrerupătorului rămâne întâmplător deschis după oprirea motorului, astfel încât sumatorul funcționează și în acest caz. Dacă această sarcină este prea mică, se conectează în paralel cu ea o rezistență Rx de 100 ... 220 Ω (2 W). O lampă de circa 0,1 W / 12 V (în măsura în care este ușor de procurat) economisește energia, deoarece rezistența crește din cauza dependenței pozitive față de temperatură odată cu creșterea pierderilor de putere transformate în căldură.

118 *Comutator conectare-deconectare cu senzor*

Cele mai multe comutatoare cu senzor TAP (TAP = Touch Activated Programmer) utilizează doi senzori. Deoarece, însă, confecționarea senzorului cu un singur contact întâmpină deseori dificultăți (atunci când, de exemplu, lipsesc sculele necesare), oferim aici un montaj care necesită un singur senzor. Avantaje: el este simplu de confecționat și sigur în funcționare. Cât de simplu este montajul se poate vedea în figură: numai două rezistențe, două condensatoare și tot atâtea inversoare.

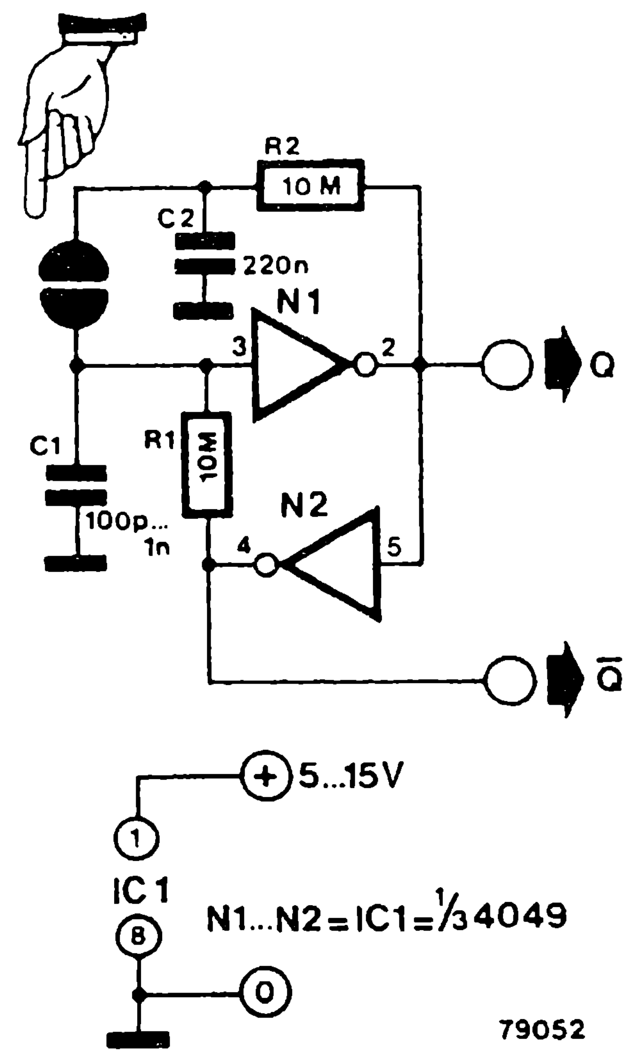
În momentul conectării, la intrarea lui N1 tensiunea este zero deoarece condensatorul C1 este descărcat. La ieșirea lui N1 avem o



tensiune înaltă, așa încât la ieșirea lui N2 apare iarăși un „0“ logic, respectiv starea lui N1 se menține. Semnalul „1“ logic de la ieșirea lui N1 acționează astfel încât C2 se încarcă între timp până la tensiunea de ieșire a lui N1 (ea corespunde de fapt tensiunii de alimentare). Imediat ce rezistența foarte mare a senzorului este scurtcircuitată (șuntată) prin rezistența pielii, tensiunea suficient de mare a lui C2 ajunge la intrarea lui N1 (sarcina lui C2 abia se micșorează, deoarece C2 > C1). Nivelul redus al tensiunii la ieșirea lui N1 este menținut prin cuplajul cu N2.

Dacă se atinge senzorul a doua oară, ieșirile lui N1 și N2 iau din nou valorile inițiale ale tensiunii.

Atingerea prea îndelungată a senzorului produce oscilații ale tensiunilor de ieșire Q, respectiv $\overline{Q}$. Frecvența acestora depinde de constanta de timp R2C2. Cu dimensionarea propusă în montaj, senzorul nu trebuie atins mai mult de o secundă. Dacă această atingere



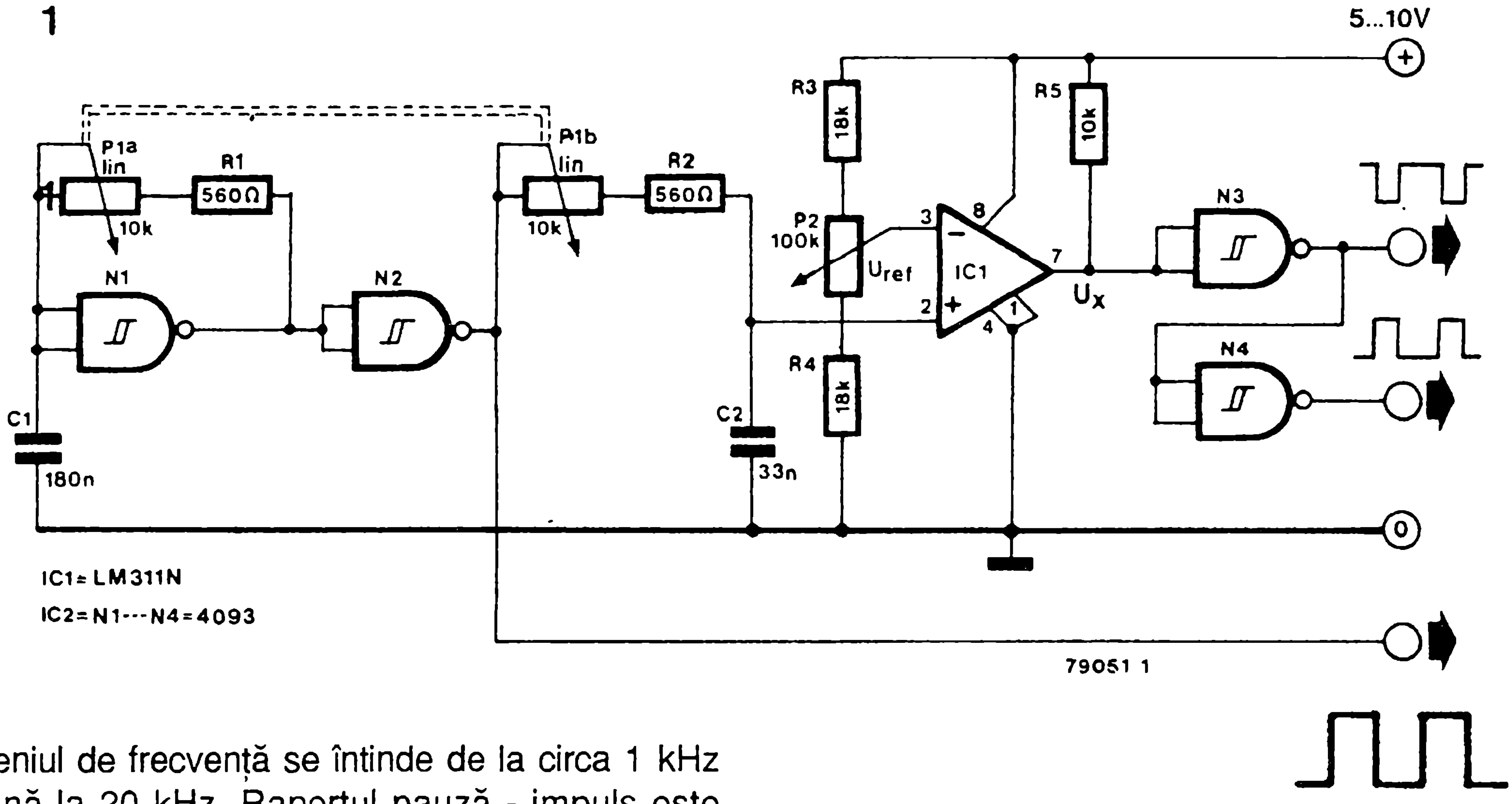
nu se întrerupe, tensiunea la ieșire se inversează din nou. Pentru anumite aplicații, această caracteristică poate fi utilă. Atunci când „timpul de gândire“ de 1 s este prea scurt, el poate fi prelungit prin mărirea lui C2.

(U. Sußbauer)

119 Generator de impulsuri reglabil

În tehnica digitală este necesar adeseori un generator de impulsuri al cărui semnal de ieșire să poată fi modificat nu numai în frecvență, ci și în raportul impuls - pauză. Montajele cele mai simple au de cele mai multe ori dezavantajul că reglajul raportului impuls - pauză influențează și frecvența. Montajul descris aici, cu puține componente, nu prezintă acest dezavantaj; frecvența și raportul impuls - pauză pot fi reglate independent între ele. Do-

1



meniul de frecvență se întinde de la circa 1 kHz până la 20 kHz. Raportul pauză - impuls este reglabil între aproape 0 și 100%.

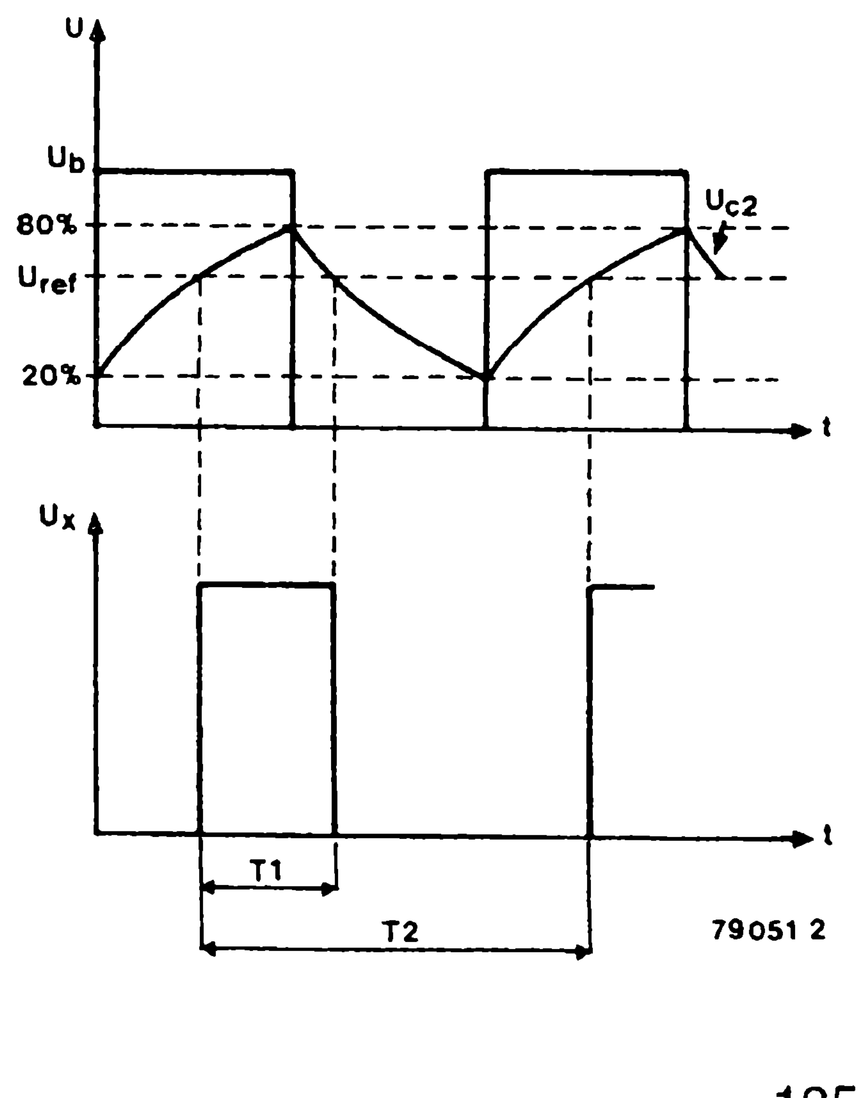
Se poate vedea ușor din fig. 1 că este vorba de un montaj simplu. Impulsurile sunt produse de un multivibrator astabil compus din R1, P1a, C1 și N1. El furnizează un semnal simetric dreptunghiular (raport impuls-pauză 50%), a cărui frecvență poate fi reglată cu P1a. Semnalul este condus la un trigger Schmitt N2, utilizat ca formator de impulsuri, și este disponibil la o ieșire separată.

Pentru a putea acum să reglăm raportul impuls-pauză, fără ca această operație să exercite vreo influență asupra frecvenței (și invers), se utilizează un circuit integrator (P1b / R2, C2) împreună cu un comparator (IC1). Constanta de timp a circuitului integrator este aleasă în așa fel (C2 = 1/6·C1) încât pe C2 există o tensiune care variază continuu între 20 și 80% din tensiunea de alimentare Ub. Valorile limită ale acestui domeniu nu sunt foarte importante. De fiecare dată când semnalul „trece" prin tensiunea de referință a comparatorului (la pinul 3), tensiunea la ieșire se modifică brusc. Prin aceasta, ia naștere o tensiune dreptunghiulară (Ux) al cărei raport impuls - pauză este dependent de tensiunea de referință a comparatorului (Uref). Aceasta se poate vedea din diagrama impulsurilor din fig. 2. Raportul impuls-pauză poate fi deci reglat prin modificarea valorii tensiunii la intrarea inversoare a comparatorului, fără ca aceasta să influențeze frecvența reglată a tensiunii dreptun-

Fig. 1. Numai două circuite integrate au o contribuție activă la funcționarea generatorului. Frecvența și raportul impuls-pauză pot fi reglate independent una de alta.

Fig. 2. Diagrama impulsurilor arată cum variază raportul impuls-pauză în funcție de tensiunea de referința Uref. Prin acordarea constantelor RC ale circuitului integrator și multivibratorului, raportul impuls - pauză devine independent de frecvență.

2



ghiulare. Prin aceasta, prima problemă este rezolvată. Mai rămâne încă de clarificat ce se întâmplă cu raportul impuls-pauză atunci când se modifică frecvența. Dacă, de exemplu, se mărește frecvența f a multivibratorului bistabil la xf, atunci durata perioadei tensiunii dreptunghiulare este scurtată cu factorul x. Aceasta ar provoca o modificare a raportului impuls - pauză la ieșirea comparatorului. Dacă însă constanta RC a circuitului integrator poate fi micșorată cu același factor, atunci raportul impuls-pauză rămâne constant. Aceasta se realizează prin utilizarea unui potențiometru dublu (P1a/P1b) cu care pot fi variate în aceeași măsură ambele constante RC. Acest principiu poate fi explicat și astfel: prin acordarea constantei RC a circuitului integrator la frecvența corespunzătoare a multivibratorului bistabil, forma curbei de încărcare a condensatorului C2 rămâne constantă indiferent de variațiile de frecvență. Diagrama impulsurilor din fig. 2 este valabilă deci nu numai pentru frecvența f, ci și pentru frecvența xf. Raportul T1/T2 și, prin urmare, și raportul impuls-pauză (= 100% T1/T2) rămâne realmente constant.

Valorile lui R3, R4 și P2 sunt astfel alese încât tensiunea de referință la intrarea inversoare a lui IC1 poate fi reglată între 13 și 87% din tensiunea de alimentare. Tensiunea pe C2 variază între 20 și 80% din tensiunea de alimentare. Prin aceasta este posibil să se regleze raportul impuls-pauză între 0 (nici un semnal de ieșire) și 100% (tensiune continuă).

Cele două triggere Schmitt rămase (N3 și N4) din IC2 sunt utilizate la ieșire pentru îmbunătățirea fronturilor semnalului și ca inversoare. Când la ieșirea lui N3 există o tensiune dreptunghiulară cu un raport semnal-pauză de exemplu de 30%, atunci ieșirea lui N4 furnizează (prin inversare) un semnal cu aceeași frecvență, însă cu un raport semnal-pauză de 70%. Cu valorile date în fig. 1, frecvența este reglabilă între 1 kHz și 20 kHz. În cazul în care se dorește o modificare a domeniului de frecvență, pot fi utilizate următoarele ecuații:

$C1 = 6 \cdot C2$

$P1a = P1b$ și $R1 = R2$

$f_0 = 1/(P1a + R1) \cdot C1 \cdot 0{,}4$

Dacă trebuie realizat și un reglaj în amplitudine, atunci aceasta se poate face cu ajutorul unui potențiometru (≥22 k), care este conectat între ieșirea respectivă și masă. La cursor obținem semnalul de ieșire reglabil în amplitudine. Alimentarea montajului nu este critică; ea nu necesită neapărat o stabilizare. Atunci când cerințele în ceea ce privește stabilitatea frecvenței, a amplitudinii și a raportului impuls - pauză sunt mai mari, este bine să se utilizeze un stabilizator de tensiune. Deoarece acest montaj nu a fost conceput pentru un curent absorbit mai mare de 20 mA, poate fi ales un stabilizator din seria 78L. Se pot lua în considerare tipurile 78L05 până la 78L10 (pentru tensiuni de alimentare de 5 V, 6 V, 8 V, 9 V și 10 V).

(K. Kraft)

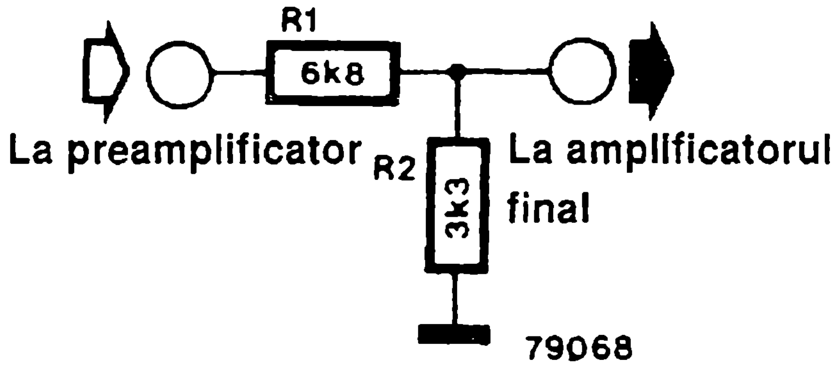
120 *Surse de erori în sistemele audio*

Acordul corect al nivelului între preamplificator și amplificatorul final

Acordul optim al impedanțelor între diferitele componente ale unei instalații stereo HiFi este subiectul preferat al teoreticienilor. În practică această problemă apare desigur mai rar. Aici acordul optim al nivelului este adeseori de o mare importanță, care însă în teorie stârnește și mai puțin interes.

Ca exemplu pentru problema practică a acordului nivelului ar fi de citat preamplificatorul consonant descris în iunie 1978. Câțiva cititori s-au plâns de un nivel relativ mare al nivelului de zgomot. Pentru a ajunge în spatele cauzei acestui fenomen, neclar la început, exemplarele „zgomotoase" au fost supuse unei examinări elementare de laborator. Rezultatul: o tensiune de zgomot de circa 0,1 mVef și un domeniu dinamic de mai mult de 90 dB.

Sunt rele aceste valori? Prin cercetări ulterioare a rezultat următoarea imagine: respectivii cititori combinaseră amplificatorul consonant cu amplificatorul final Elektornado, care necesită la intrare, pentru o comandă corectă, o tensiune de circa 900 mVef. Amplificatorul consonant furnizează însă o tensiune de ieșire de



3,5 Vef, de patru ori mai mult decât nivelul necesar, sau de 12 dB „supraexcitare". Dacă se pornește de la un nivel constant de zgomot la ieșirea amplificatorului consonant, atunci raportul semnal/zgomot al respectivei combinații se înrăutățește cu 12 dB. În funcție de poziția regulatorului difuzorului, raportul semnal/zgomot poate fi înrăutățit cu până la 20 dB.

Pentru amplificatorul consonant trebuie efectuate două operații: mai întâi trebuie acordate cu semireglabilele P1 și P2 nivelurile la intrare cu intrarea cea mai sensibilă (în acest caz intrarea „plată"), apoi semnalul de ieșire al amplificatorului consonant este acordat cu semnalul de intrare al amplificatorului final. Un atenuator convenabil de 10 dB este prezentat în figură; reducerea valorii lui R2 la 820 Ω duce la o atenuare cu 20 dB. La o soluție asemănătoare se recurge atunci când trebuie acordate căști sensibile la o ieșire pentru cască; în acest caz, valorile rezistențelor sunt desigur mai mici (de exemplu 680 Ω și 330 Ω).

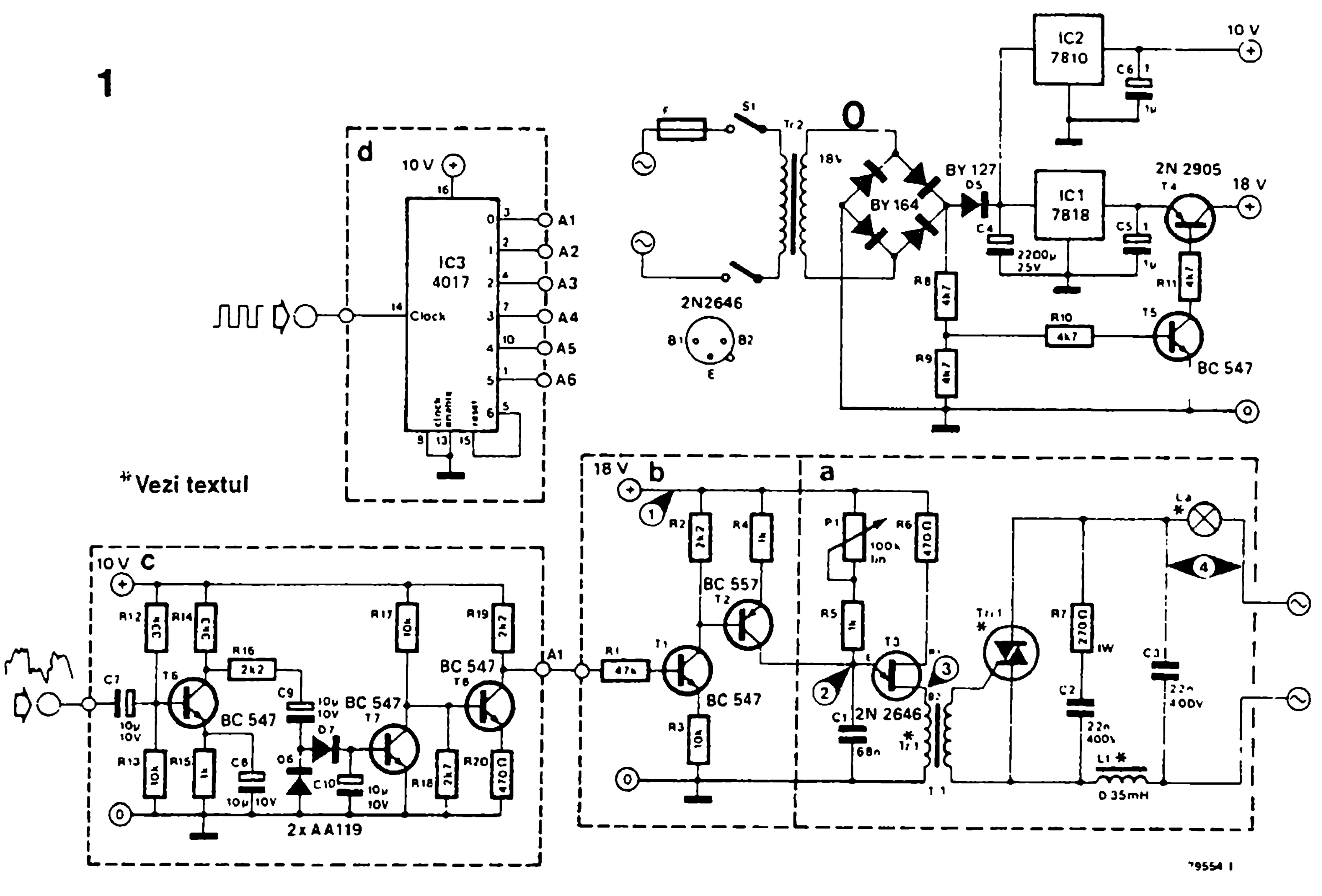
O soluție alternativă este scăderea amplificării amplificatorului final. La Elektornado, de exemplu, valoarea lui R1 ar putea fi crescută la 18 k; în acest caz ar trebui să fie mărite și C4 și C7 la 18 p.

121 *Lumini pentru discotecă*

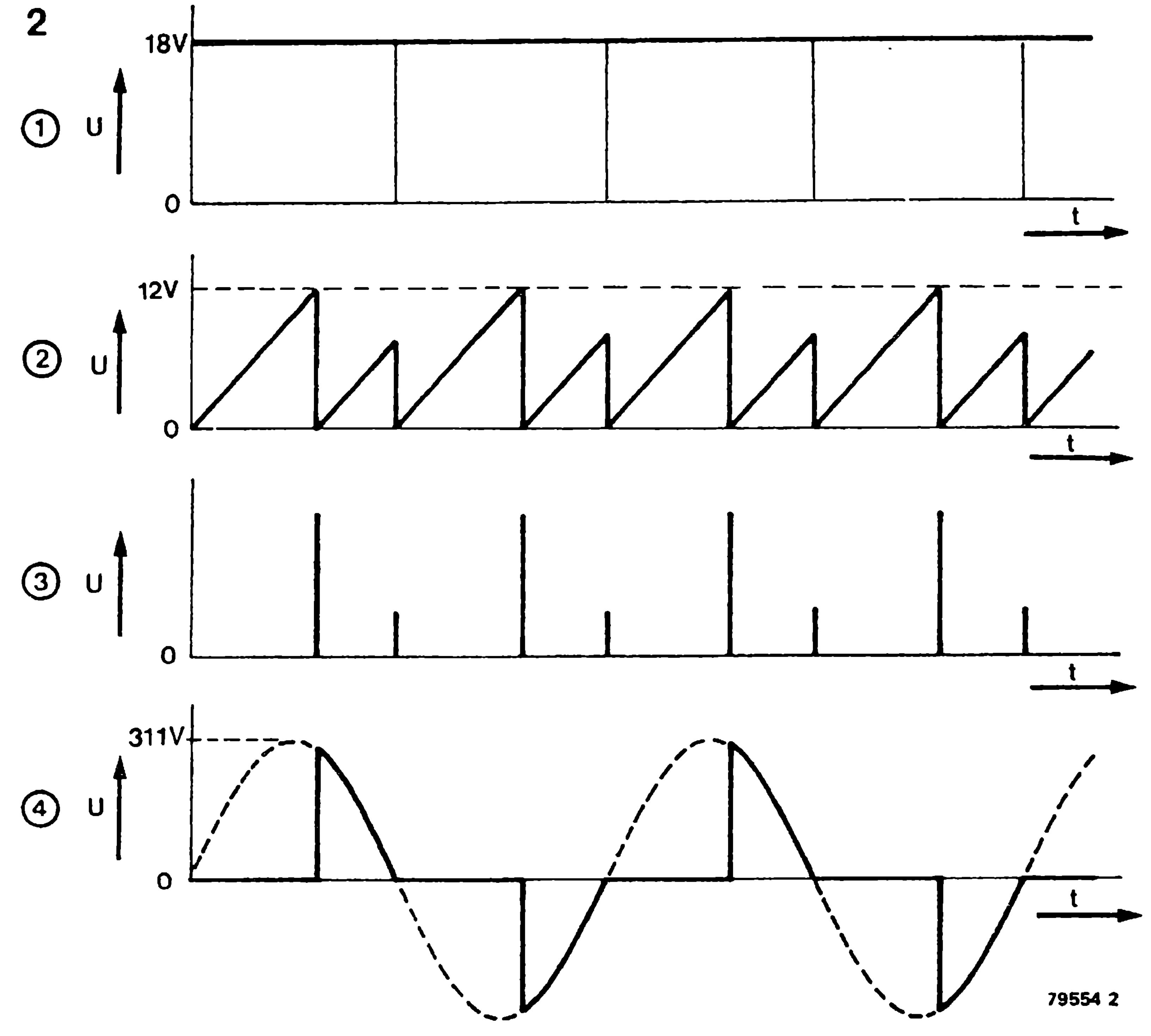
Reflectoarele bliț de toate culorile și mărimile țin astăzi de inventarul discotecilor la fel ca și instalațiile muzicale de mare putere. Articolul de față vrea să-și aducă contribuția pentru o completare vizuală cât mai de efect a spectacolului. Montajul poate lucra independent de spectacolul muzical, ca stabilizator de tensiune reglabil sau să comande un lanț de lumini dinamice, dar poate și să aprindă și să stingă reflectoarele în ritmul muzicii.

Montajul din fig. 1 este subîmpărțit în mai multe blocuri, a căror prezență depinde de sco-

1



2



pul utilizării. Partea de alimentare este necesară și atunci când montajul trebuie să funcționeze exclusiv ca stabilizator reglabil de tensiune; în schimb IC2 și C6 pot lipsi în acest caz. Pentru stabilizatorul reglabil de tensiune este necesar doar blocul a. De acesta aparține generatorul în dinte de ferăstrău construit cu tranzistorul unijoncțiune T3, a cărui tensiune aprinde triacul prin transformatorul Tr1. Sincronizarea cu frecvența rețelei se realizează prin deconectarea pentru scurt timp a generatorului (10 ms). Pentru aceasta servesc componentele R8 ... R11, T4 și T5 din alimentarea la 18 V. Cu P1 se poate regla intensitatea luminoasă a reflectoarelor conectate, în întregul domeniu de la zero la maxim. Dacă intensitatea luminii trebuie comandată cu o tensiune continuă variabilă de 4 ... 8 V, atunci este necesar în plus blocul b. Tensiunea de comandă poate proveni de la orice montaj conectat la intrare, de exemplu de la blocul d. Dacă fiecare din ieșirile A1 ... A6 de la blocul d se leagă cu câte unul din montajele constând din blocurile b și a, atunci ia naștere o comandă de lumină dinamică. Viteza luminii dinamice depinde de frecvența semnalului de tact care comandă blocul d.

Dacă se dorește ca lumina reflectorului să iradieze în ritmul muzicii, atunci se poate adăuga blocul c. Semnalul de comandă de joasă frecvență, care poate fi preluat de exemplu de la instalația audio la ieșirea preamplificatorului, este amplificat de T6 și redresat de diodele D6 și D7. Pe C10 apare o tensiune continuă dependentă de tensiunea semnal de la intrare; ea ajunge prin T7 și T8 la baza lui T1.

Trebuie să fie înlăturate cu grijă perturbațiile provenite de la montajul triacului, deoarece în caz contrar redarea audio este prejudiciată. L1 este un droseI obișnuit din comerț, pentru înlăturarea perturbațiilor triacului; diametrul sârmei din care este executat trebuie să fie corespunzător curentului de sarcină respectiv. De asemenea, alegerea tipului de triac se face în funcție de puterea comandată. Condensatoarele C2 și C3 au rolul de a înlătura perturbațiile; tensiunea lor de lucru trebuie să fie de cel puțin 400 V.

Funcționarea montajului depinde decisiv de transformatorul Tr1. Raportul necesar de transformare de 1:1 se obține cu ajutorul a două bobinaje constând fiecare din câte 150 spire din sârmă de cupru de 0,3 mm diametru, bobinate pe o carcasă cu două secțiuni. Ca miez, este necesar un miez de ferită de 6 mm diametru care să poată fi înșurubat.

Este de la sine înțeles că triacul trebuie să fie răcit suficient și că prescripțiile corespunzătoare de protecție a muncii pentru montajele conectate direct la rețea trebuie respectate necondiționat.

(G. Ghijselbrecht)

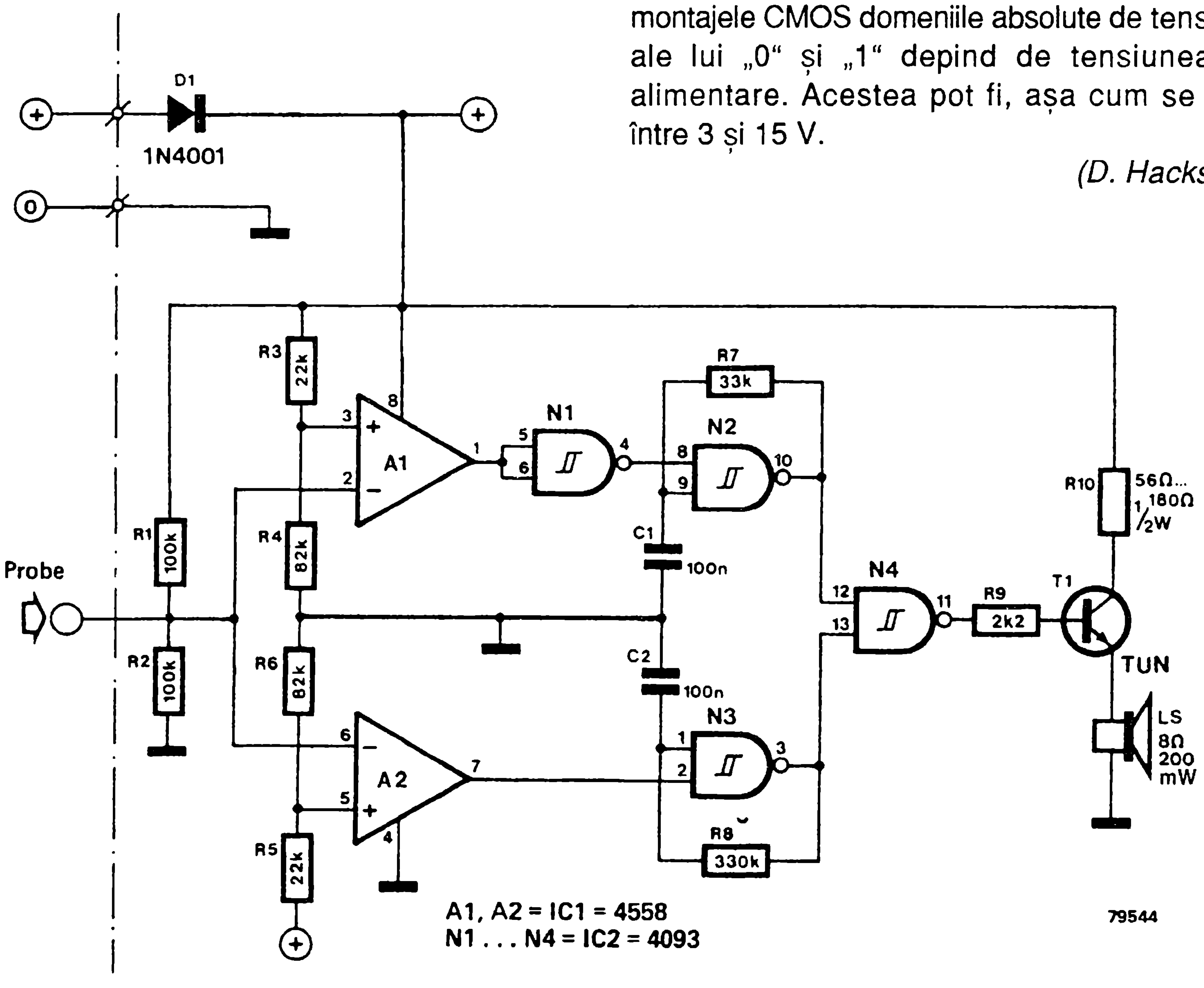
122 *Indicator acustic pentru stările logice din circuitele CMOS*

Acest indicator, care a fost conceput pentru verificarea montajelor CMOS, semnalizează acustic stările logice existente în punctul de măsurare. Pot exista trei stări diferite: stării „0" îi corespunde un sunet jos (circa 200 Hz); stării „1" un sunet înalt (circa 2 kHz), iar pentru valorile de tensiune nedefinite intermediare, indicatorul rămâne mut.

Indicatorul lucrează astfel: două comparatoare sunt în așa fel conectate încât, la tensiuni de intrare între 21% și 79% din tensiunea de alimentare, blochează ambele oscilatoare conectate în serie (N2 și N3). Dacă tensiunea la intrare este mai mare decât 79% din tensiunea de alimentare, atunci difuzorul emite sunetul corespunzător lui „1" (oscilatorul N2); dacă ea este mai mică de 21% din tensiunea de alimentare, atunci difuzorul emite sunetul corespunzător lui „0" (oscilatorul N3).

Indicatorul trebuie să fie alimentat de la tensiunea montajului de verificat, deoarece la montajele CMOS domeniile absolute de tensiune ale lui „0" și „1" depind de tensiunea de alimentare. Acestea pot fi, așa cum se știe, între 3 și 15 V.

(D. Hackspiel)



123 *Bloc de siguranță pentru căile ferate miniatură*

Amatorii de căi ferate miniatură găsesc aici o alternativă foarte convenabilă ca preț pentru relativ scumpele blocuri de siguranțe. Desigur, această variantă are dezavantajul că nu este eficientă în ambele direcții de mers. Blocurile echipate cu releu ce se pot obține din comerț asigură de cele mai multe ori tronsoane de linie în ambele sensuri.

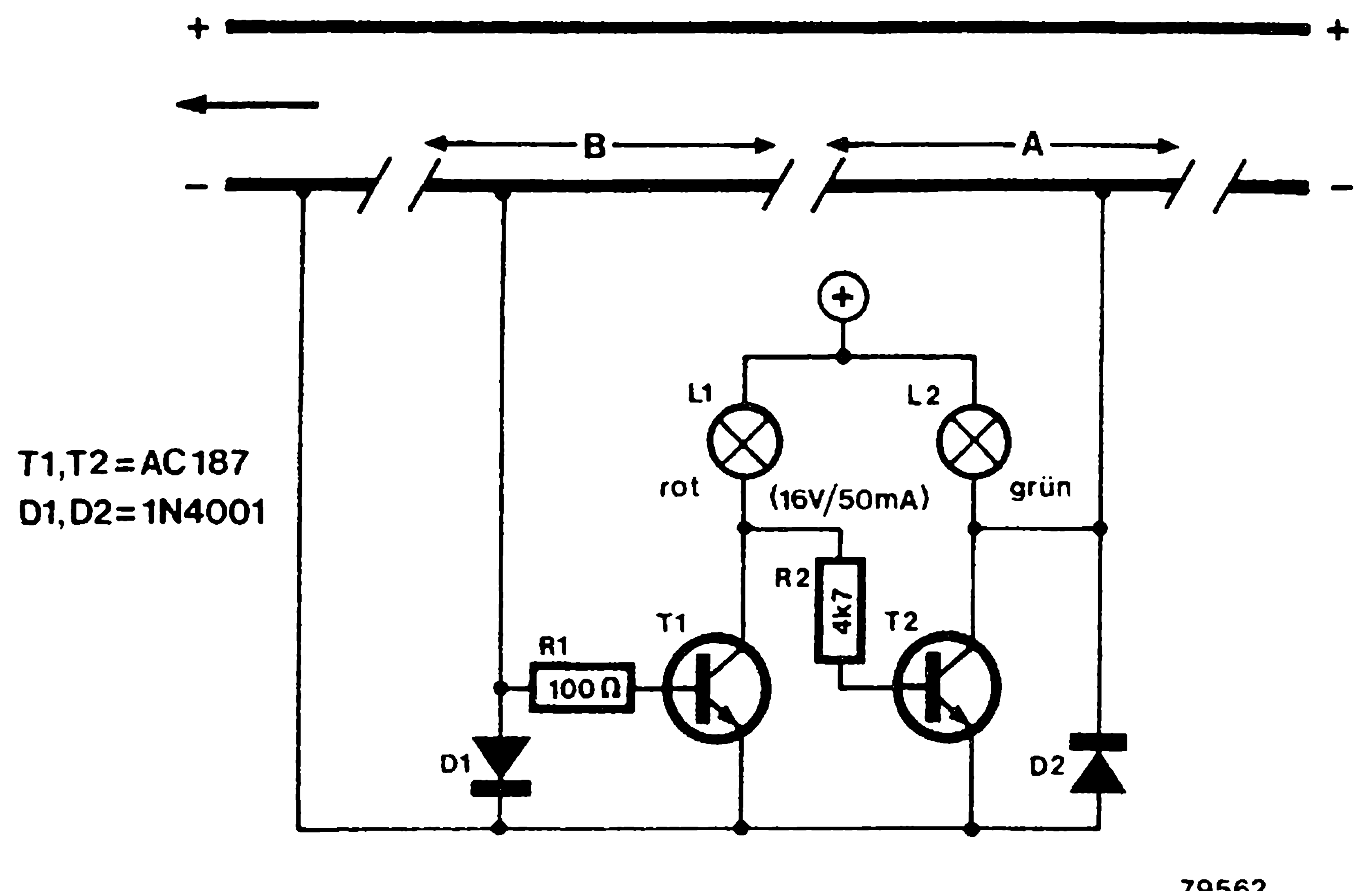
Figura prezintă montajul blocului de siguranță și legăturile necesare cu șinele. Direcția de mers este aici de la stânga la dreapta. Așa cum reiese din figură, șina legată la polul minus al sursei de tensiune este întreruptă în trei puncte (de exemplu, prin piese de legătură separate existente în comerț). Lungimea sectoarelor de șină astfel obținute, A și B, poate fi potrivită în funcție de necesități. Lămpile L1 (roșu) și L2 (verde) se găsesc în semafor la începutul tronsonului.

Montajul lucrează astfel: atâta timp cât nici un tren nu trece prin tronson, luminează lampa verde de semnalizare (L2); porțiunea de șină A este pusă la masă prin T2. În acest caz T1 se blochează, astfel încât T2, ca urmare a curentului bazei ce trece prin L1 și R2, conduce. Dacă trece un tren pe sectorul A, atunci în primul moment nu se întâmplă nimic; este doar micșorată foarte puțin viteza trenului deoarece pe joncțiunea colector - emitor a tranzistorului T2 are loc o cădere de tensiune de circa 0,3 V. Dacă locomotiva ajunge la sectorul B, atunci curentul circulă de la polul plus, prin motorul locomotivei și dioda D1, la polul minus. Trenul merge ceva mai lent acum, deoarece pe dioda D1 cade o tensiune de circa 0,7 V. Căderea de tensiune de pe diodă are ca urmare faptul că T1 conduce, iar lampa de semnalizare roșie (L1) luminează. Concomitent T2 se blochează și întrerupe legătura sectorului de șină A cu polul minus; lampa verde (L2) se stinge. Un tren care ar circula pe sectorul A este constrâns să se oprească aici.

Când primul tren părăsește sectorul B, situația la ieșire se schimbă; T2 conduce, astfel încât lampa verde (L2) luminează. Sectorul A de șine este din nou pus la polul minus, trenul din poziția de așteptare își continuă drumul.

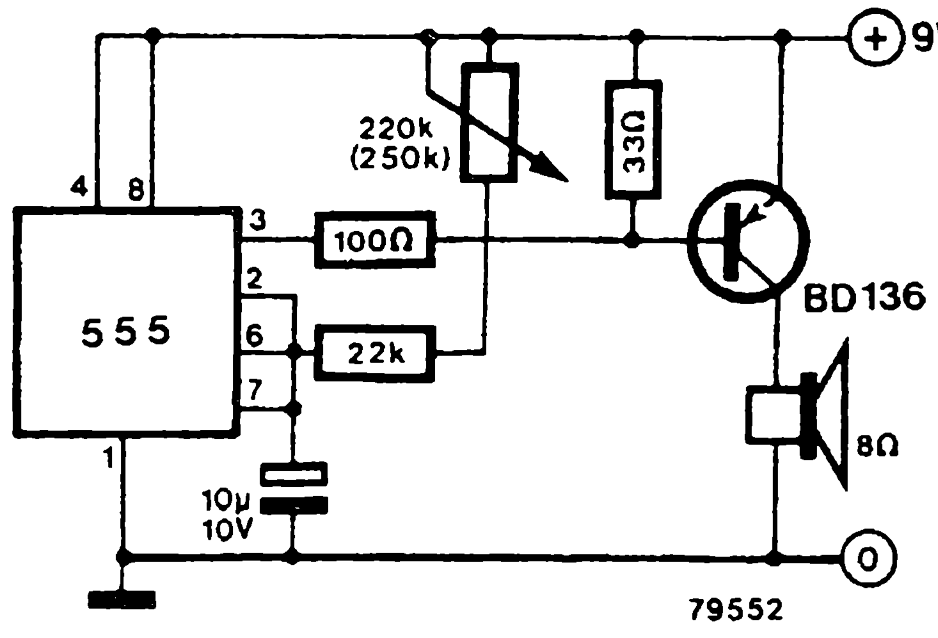
Montajul poate fi utilizat și pentru asigurarea unei intersecții. În fața intersecției sunt montate semnalele; tot aici se găsește și sectorul de șină A conectat în paralel. Sectorul B este constituit în acest caz de șinele din intersecție.

(A. von Kollenburg)



124 Metronom

Acest montaj nu este tocmai modern, dar este totuși ieftin și fiabil. Cunoscutul releu de timp 555 este conectat aici ca multivibrator astabil și produce impulsuri regulate care pot fi auzite la un difuzor după ce au trecut printr-un tranzistor pilot. Frecvența impulsurilor metronomului (indicator de timp pentru studiul muzicii) poate fi reglată cu P1. Tensiunea de alimentare de 9 V face montajul foarte potrivit pentru alimentarea de la baterie. Dacă se utilizează un difuzor cu impedanță mică, de 8 Ω, trebuie adăugată o rezistență serie (1 W), pentru a mări rezistența ohmică prea mică. În afară de aceasta, se asigură o durată de viață mai mare pentru baterie, prin curentul mai mic absorbit.

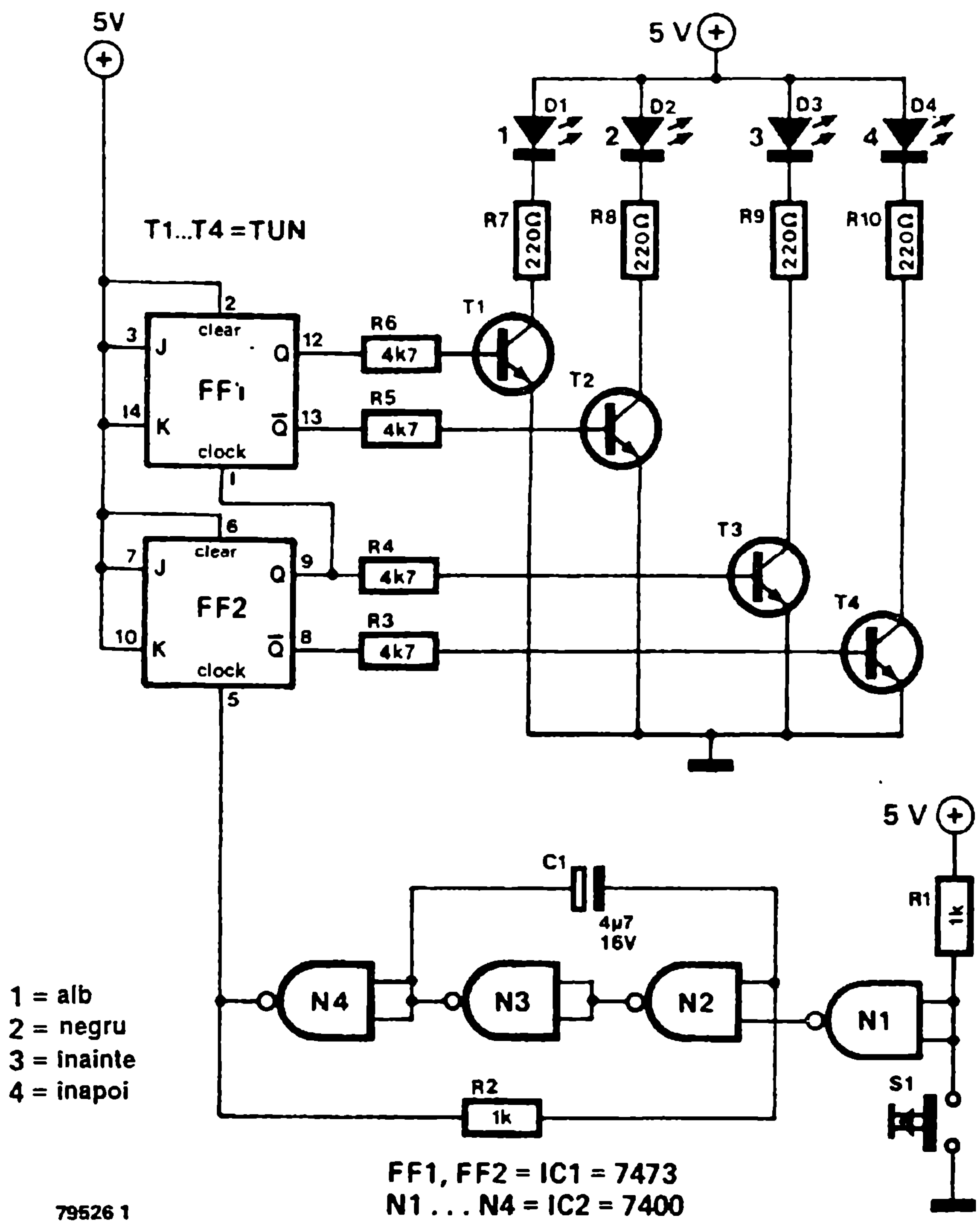


(W. Kluijfhout)

125 Pachisi

Pachisi este un joc pe eșichier, pentru două persoane. El este rudă cu jocul, destul de cunoscut, „Nu te supăra frate!". Fiecare jucător are câte o figurină; figurinele se găsesc la începu-

1

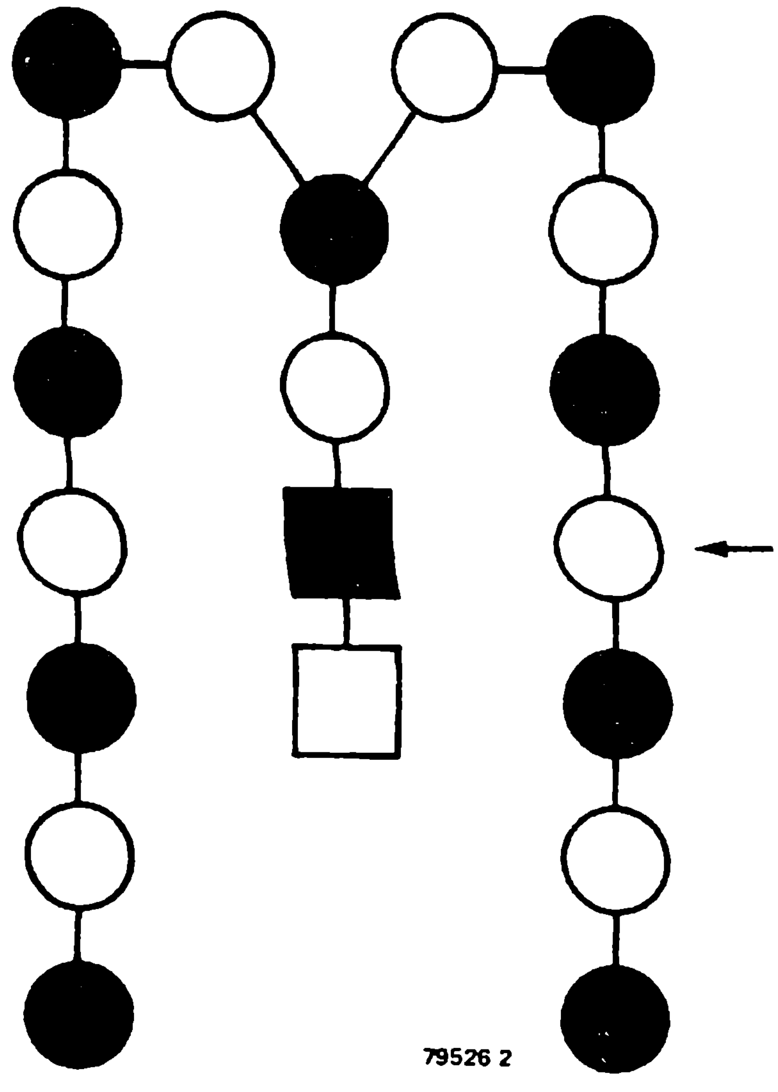


tul jocului pe pozițiile indicate prin săgeți. Obiectivul fiecărei figurine este câmpul alb, pătrat, din mijlocul câmpului de joc. Jucătorii mută pe rând: ei trebuie să-și mute figurinele fie înainte, fie înapoi pe următorul câmp negru sau alb. Dacă jucătorul ajunge cu figurina sa pe un câmp pe care stă deja figurina celuilalt jucător, atunci el câștigă. Pierde acel jucător care, prin mutări repetate înapoi, părăsește câmpul de joc.

Patru LED-uri indică, la acest joc, dacă figura trebuie mutată înainte sau înapoi sau dacă trebuie pusă pe următorul câmp alb sau negru. După apăsarea tastei S1, LED-urile indică la întâmplare „înainte" sau „înapoi" și „negru" sau „alb".

Montajul nu este complicat: două multivibratoare bistabile constituie un numărător binar cu 2 biți. Acesta este comandat de oscilatorul de tact constând din trei circuite NAND, care produc impulsuri numai la apăsarea tastei S1; LED-urile fac vizibilă poziția numărătorului; cele patru tranzistoare servesc la aprinderea LED-urilor.

2

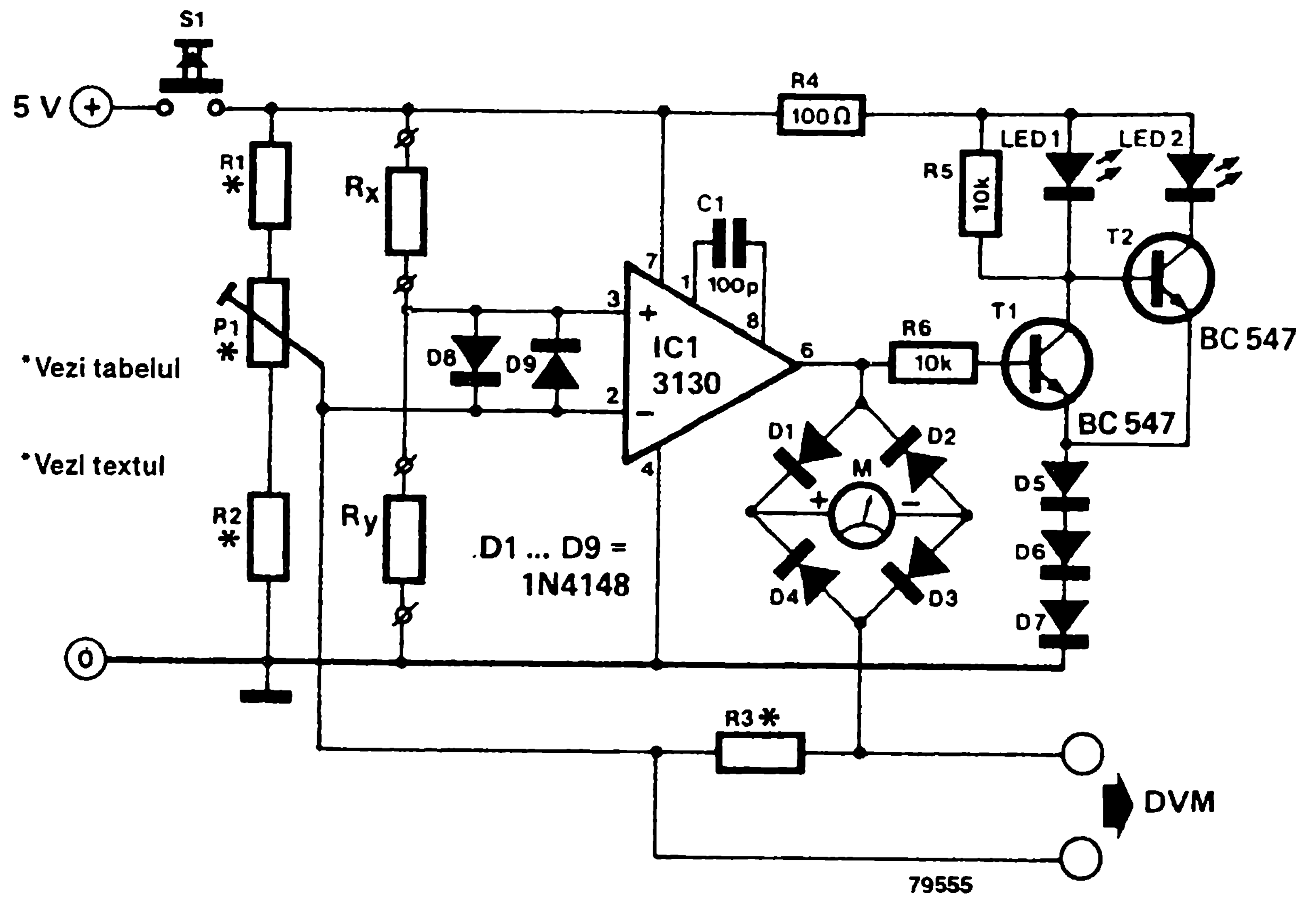


1 = alb; 2 = negru; 3 = înainte; 4 = înapoi

(H. J. Walter)

126 *Compararea rezistențelor*

Atunci când nu se indică altceva, rezistențele din montajele prezentate în Elektor au o toleranță de ±5%. În anumite cazuri, toleranța trebuie să fie totuși de numai ±1%; de exemplu, la divizoarele de tensiune de la intrarea aparatelor de măsură digitale; uneori, valorile celor două rezistențe nu trebuie să difere cu mai mult de 1%.



Tabel

Domeniul de măsură	Instrumentul M	R1 = R2	P1	R3	Indicația DVM
0 - 3%;	0 - 60 μA	1k2	100 Ω	5 k	–0,3 ... +0,3 V
0 - 10%;	0 - 200 μA	1k2	100 Ω	5 k	–1 ... +1 V
0 - 10%;	0 - 500 μA	475 Ω	50 Ω	2 k	–1 ... +1 V
0 - 10%;	0 - 200 μA	1k2	100 Ω	500 Ω	–0,1 ... +0,1 V
0 - 1%;	0 - 50 μA	475 Ω	50 Ω	2 k	–0,1 ... +0,1 V

Cu acest montaj de măsurare pot fi comparate două rezistențe Rx și Ry având aceeași valoare nominală; abaterea valorilor reale una față de cealaltă este indicată direct în procente. Precizia și stabilitatea montajului permit o comparare cu o precizie mai mare de 0,1%. Pot fi comparate rezistențe a căror valoare este cuprinsă între 10 Ω și 10 MΩ.

Dimensiunea montajului permite cuplarea comodă la un aparat de măsură, un multimetru sau un microampermetru cu o împărțire egală a scalei 0 ... 30 sau 0 ... 10. În tabel sunt indicate diferite posibilități. Pentru R1, R2 și R3 trebuie utilizate rezistențe cu peliculă metalică sau cu sârmă cu o toleranță de 1%. Tensiunea pe R3 (rezultatul măsurării) poate fi indicată cu ajutorul unui voltmetru digital cu intrare cu masă flotantă. În acest caz, ne putem lipsi de instrumentul de măsură magneto-electric M, de D1 ... D7, R4 ... R6, T1, T2 și de cele două LED-uri.

Pe scala instrumentului de măsură magneto-electric nu se poate citi, de exemplu, la o deviație de 0,1%, Rx = 1,01·Ry sau Ry = 1,01·Rx. Pentru a căpăta totuși o indicație clară referitor la care din cele două rezistențe posedă valoarea cea mai mare, trebuie adăugat un comparator simplu (T1, T2). În funcție de raportul valorilor celor două rezistențe, se aprind fie LED-ul 1, fie LED-ul 2.

Reglarea montajului de măsurare nu pretinde mare efort: potențiometrul semireglabil P1 (pe cât posibil un potențiometru semireglabil multitură – cu 20 de rotații) stă mai întâi în poziția de mijloc. Două rezistențe cu aceeași rezistență nominală sunt prinse în clemele de măsurare ca Rx și Ry. După citirea indicației, se schimbă între ele rezistențele și se verifică dacă cea de a doua citire corespunde cu prima. Dacă nu este așa, atunci se reglează valoarea medie a celor două indicații cu ajutorul lui P1. Pentru control, se poate repeta procedeul.

Modul de lucru al comparatorului se bazează pe principiul punții de rezistențe aflată în echilibru. Ea este constituită din divizorul de tensiune format din Rx, Ry și R1, P1 și R2. Atunci când ambele ramuri ale divizorului de tensiune au aceeași valoare a rezistențelor, curentul în punte este proporțional cu abaterea rezistențelor Rx și Ry; acest curent poate fi considerat ca proporțional cu abaterea valorii unei rezistențe față de cealaltă.

(J. Borgman)

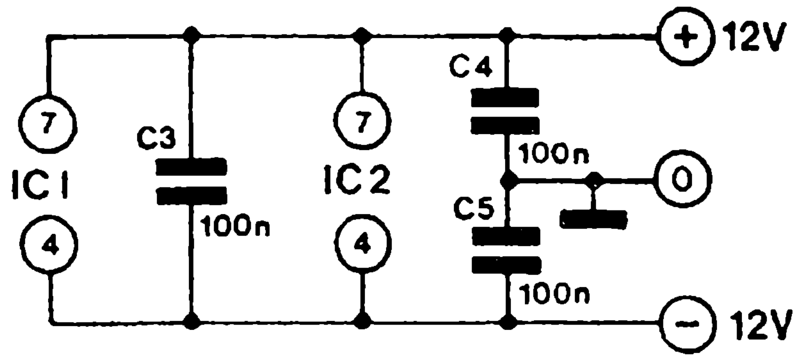
127 *Dublor de frecvență pentru chitara electrică*

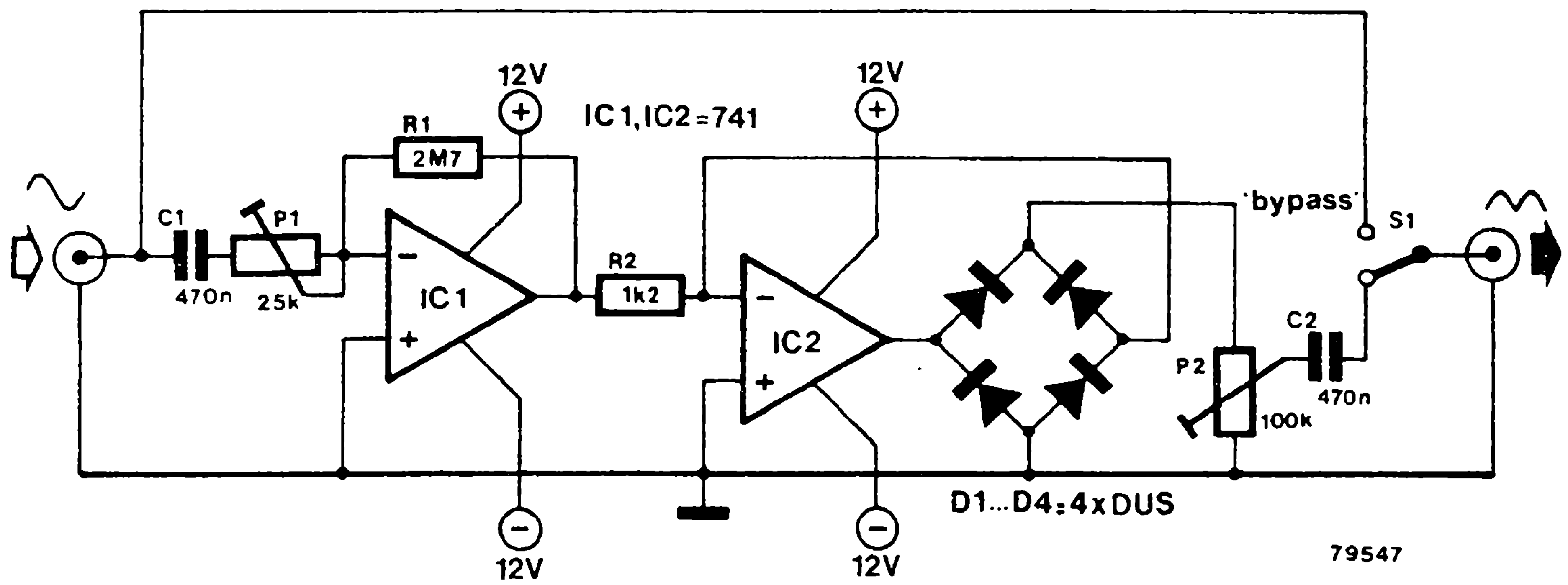
Există un mare număr de aparate pentru efecte sonore adaptate la chitara electrică. Astfel, în dotarea chitariștilor rock există aproape întotdeauna un „schimbător de octave" care lucrează ca dublor de frecvență la piesele monofonice. Amplificatorul transpune sunetele chitarei cu o octavă mai sus.

Frecvențele pot fi dublate prin redresarea bialternanță, așa cum se găsește ea la alimentarea celor mai multe montaje electronice. De această posibilitate s-a făcut uz în cazul de față. Puntea cu diode D1 ... D4 se găsește în ramura de reacție negativă a amplificatorului operațional IC2, astfel încât liniile caracteristice neliniare ale diodelor nu influențează dezavantajos semnalul. IC1 amplifică în prealabil semnalul provenit de la chitară. Amplificarea sa se reglează cu P1 în așa fel încât să nu

apară nici o limitare a semnalului. Cu P2 se reglează amplitudinea la ieșire, cel mai bine la aceeași mărime cu amplitudinea la intrare. S1 este comutatorul de by-pass; cu el efectul poate fi întrerupt.

Deoarece „schimbătorul de octave“ nu numai că dublează frecvența, ci modifică și forma oscilației, sunetele redate de chitară sunt ceva mai ascuțite decât cele normale. O chitară bas capătă aproximativ același sunet ca și chitara (electrică) obișnuită.

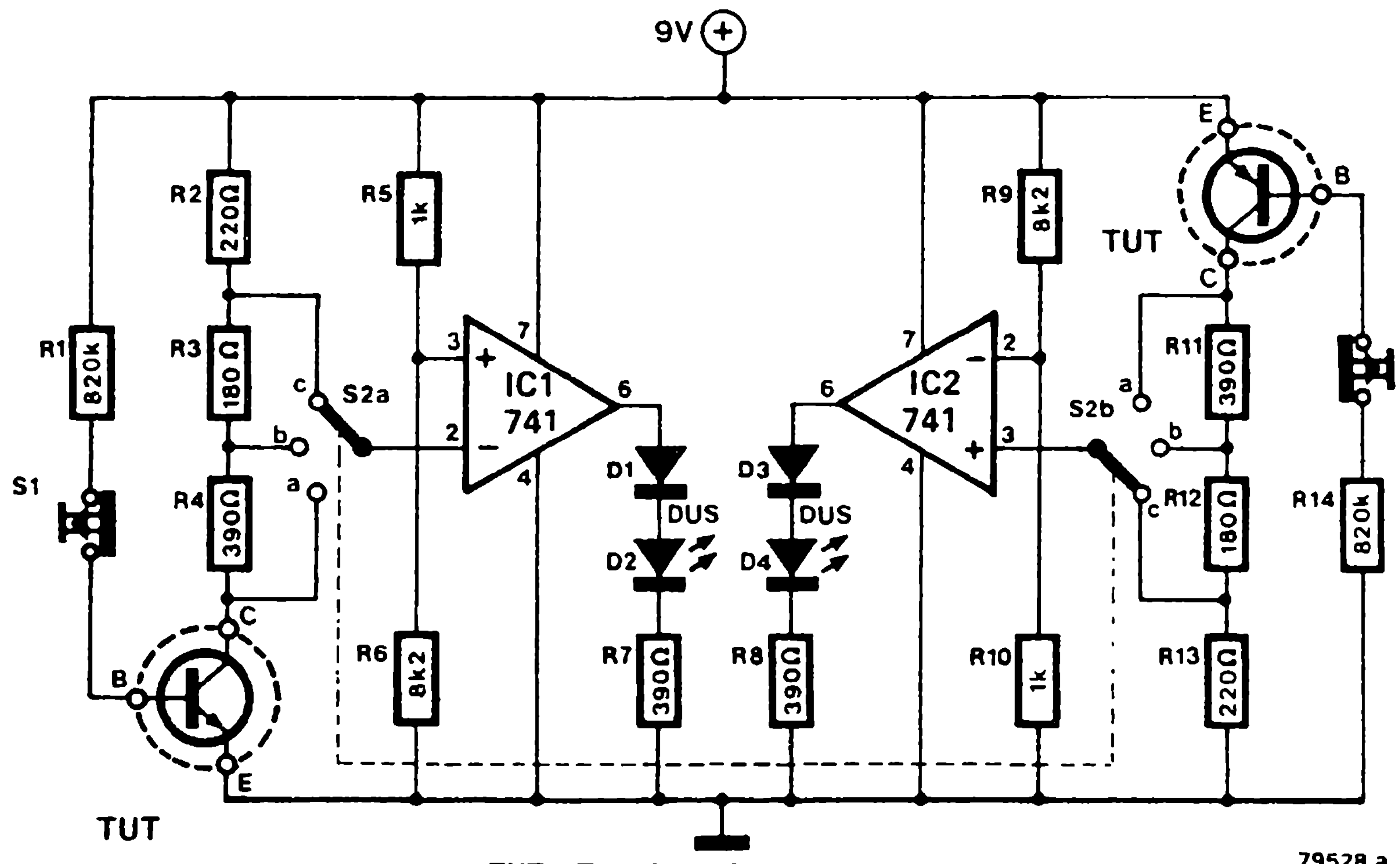




(H. Schmidt)

128 Tester pentru tranzistoare

Acest tester pentru tranzistoare nu este un aparat de măsură de precizie, dar cu el poate fi făcută totuși o selecție atunci când sortimentele de tranzistoare au fost cumpărate cu grămada. Testerul furnizează indicații despre faptul că un tranzistor este bun sau este defect sau da-



TUT = Tranzistor de testat

că aparține grupei de amplificare A (amplificare în curent 140 ... 270), B (270 ... 500) sau C (mai mare de 500).

Testarea unui tranzistor npn are loc după cum urmează: tranzistorul este introdus în soclul din stânga notat cu TUT (Transistor Under Test), iar comutatorul S2 se pune în poziția C. Dacă LED-ul D2 luminează, atunci tranzistorul aparține grupei de amplificare C. Dacă LED-ul rămâne întunecat, se comută S2 pe „B". Dacă LED-ul tot nu luminează, rămâne să încercăm poziția „A" a comutatorului. Dacă LED-ul nu luminează în nici una din pozițiile comutatorului, atunci tranzistorul este defect sau amplificarea în curent este sub 140. Acest din urmă caz, la tranzistoarele de mică putere, este de regulă sinonim cu expresia „inutilizabil". Cu butonul S1, curentul bazei poate fi întrerupt. LED-ul care eventual este aprins trebuie să se stingă, în caz contrar între colectorul și emitorul tranzistorului de verificat există un scurtcircuit. Modul de lucru al testerului poate fi înțeles ușor: prin R1 circulă în baza tranzistorului de testat un curent de 10 μA. La un tranzistor bun, acest curent al bazei are ca urmare un curent de colector care produce o cădere de tensiune pe rezistențele R2 ... R4. În funcție de poziția comutatorului S2, o parte a acestei tensiuni este condusă la amplificatorul operațional IC1 conectat în montaj de comparator și este comparată cu o tensiune fixă.

Jumătatea din dreapta a montajului este identică cu cea din stânga; ea este totuși prevăzută pentru testarea tranzistoarelor pnp. Testerul poate fi alimentat de la o baterie de 9 V.

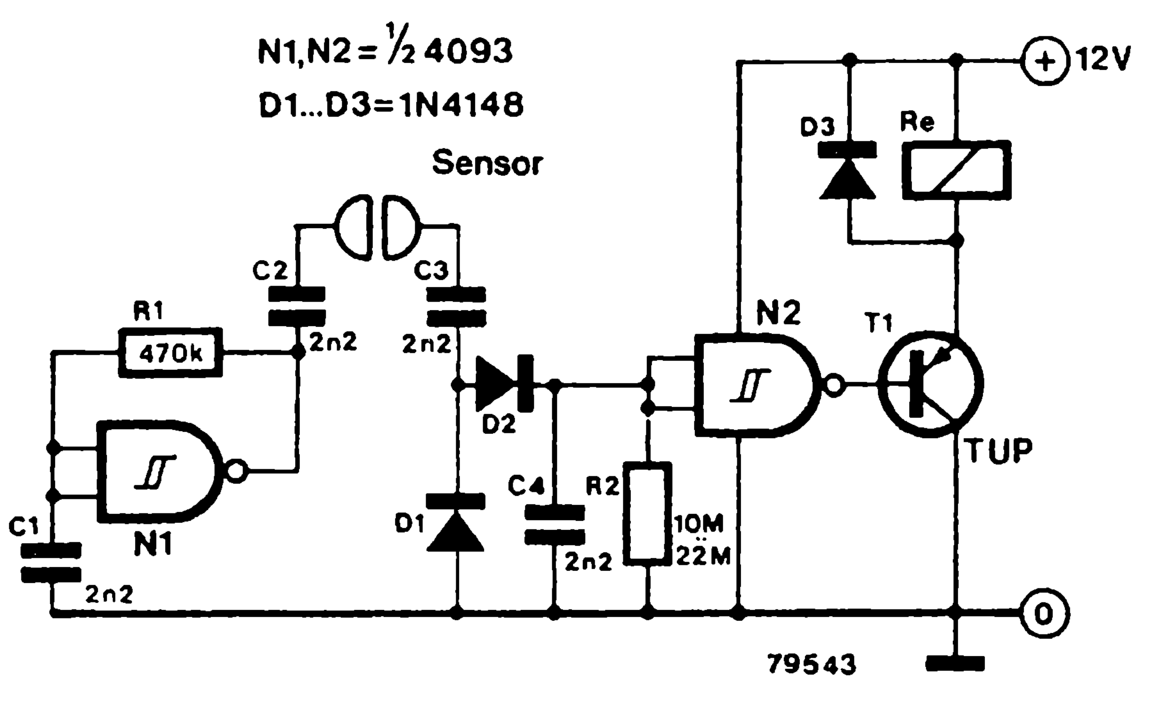
(R. Storn)

129 *Detector de lichide*

Un fenomen secundar nedorit, inerent celor mai mulți senzori de lichide, este „corodarea" electrozilor ca urmare a proceselor de electroliză. Curentul sub formă de electroni liberi care trece prin conductoarele de conectare poate trece prin lichid numai atunci când ionii pot fi purtători de sarcină. Ca urmare, adeseori au loc reacții chimice care fac ca electrozii să devină inutilizabili în scurt timp.

Dacă totuși, în locul unei tensiuni continue, se aplică o tensiune alternativă la electrozi, atunci fenomenele electrolitice apar într-o măsură mult mai redusă. În acest din urmă caz, anodul și catodul își schimbă locul cu frecvența tensiunii alternative, astfel încât și ionii se mișcă prin lichid într-o direcție sau alta.

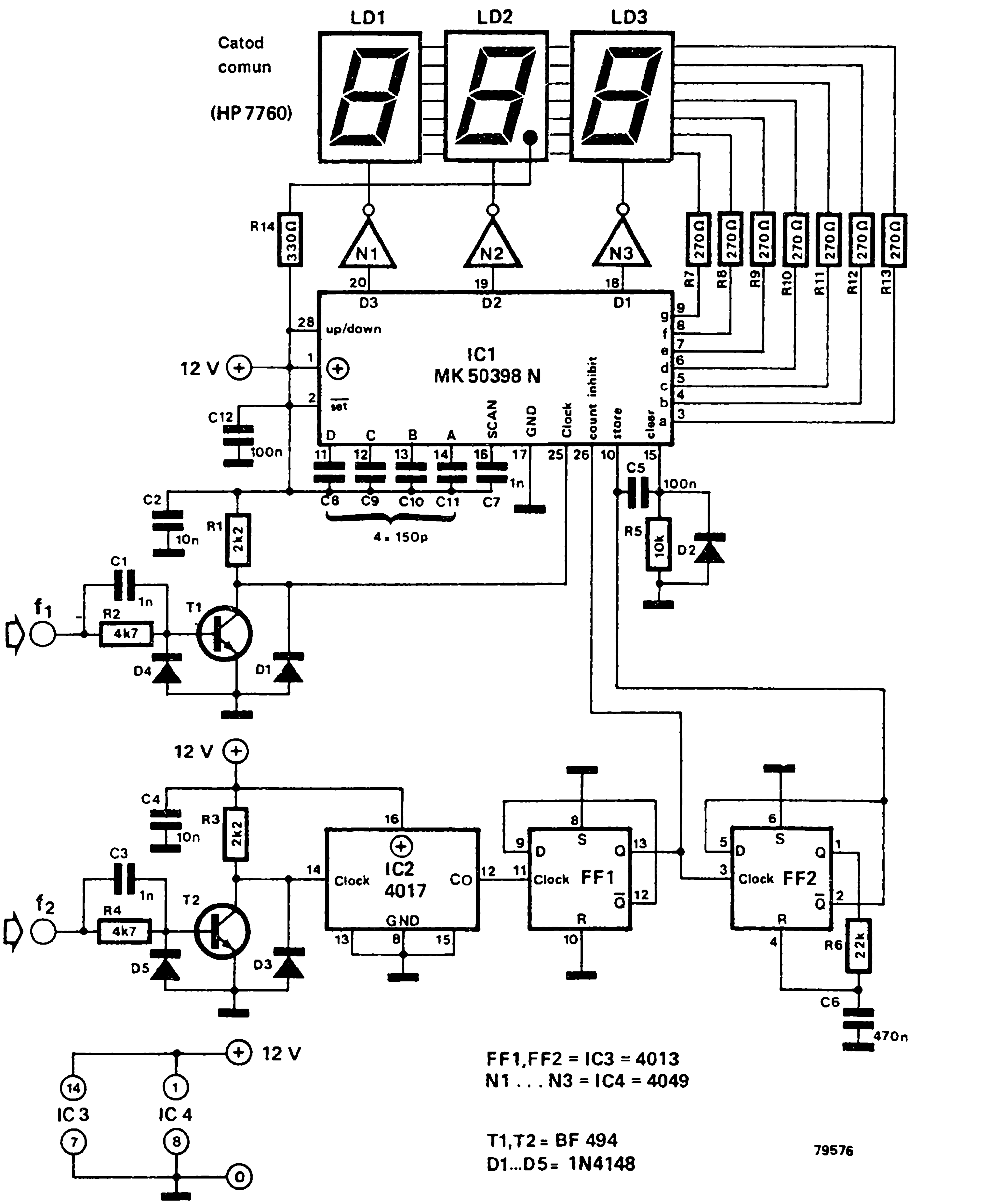
Un detector de lichide cu tensiune alternativă poate fi construit foarte simplu: N1, o poartă cu funcție de trigger Schmitt, lucrează ca oscilator de tensiune alternativă. Dacă între ambii electrozi se găsește un material conducător de electricitate, de exemplu o soluție apoasă, atunci, ca urmare a acțiunii de redresare a diodelor D1 și D2, condensatorul C4 se încarcă. Atunci când tensiunea condensatorului atinge pragul de comutare al triggerului Schmitt N2, releul anclanșează și conectează, de exemplu, o pompă de evacuare. Pompa este deconectată imediat ce electrozii nu mai ating lichidul.



(E. Scholz)

130 Aparat de măsură a raportului frecvențelor

În funcție de situație, este posibil ca la măsurarea unei frecvențe să nu intereseze valoarea absolută a unei frecvențe, ci raportul între două frecvențe. Acest caz se întâlnește în special la testarea montajelor multiplicatoare și divizoare de frecvență, la sistemele PLL etc. Cu acest montaj pot fi măsurate direct rapoartele între frecvențe. Raportul a două frecvențe f1 și f2 apare, cu o precizie de 0,1, până la valoarea de 99,9, pe trei afișaje cu șapte segmente. Pentru aceasta, f1 trebuie să fie mai mare ca f2. Elementul principal al montajului



este circuitul integrat divizor MK 50398N produs de Mostek (vezi bibliografia); despre acest circuit s-a mai scris deja în Elektor. F1, ca frecvență mai mare, ajunge prin etajul de intrare T1 la intrarea de tact (pin 25) a divizorului. Circuitul integrat numără acum această frecvență, atâta timp cât pinul 26 („count inhibit") este logic „0". Cu ajutorul divizorului prin zece IC2 și al multivibratorului FF1 se realizează numărarea frecvenței mai mici timp de exact zece perioade. Pe afișaj apare atunci un număr, care este de zece ori raportul dintre f1 și f2. Deoarece virgula zecimală între cea de a doua și a treia cifră luminează, numărul afișat este exact câtul dintre f1 : f2. Pentru a conduce la divizorul de frecvențe semnalele necesare, „store" (pin 10) și „clear" (pin15), a fost prevăzut multivibratorul monostabil FF2.

Bibliografie: *1/4 GHz Zähler, Elektor 88, Aprilie 1978, pag. 4 - 47*

(W. Dick)

131 *Gong electronic*

Elementul bipolar SAB 0600 produs de Siemens se deosebește, înainte de toate, de alte circuite integrate generatoare de zgomot, prin sunetul său, care este într-o plăcută opoziție față de obișnuitele semnale de avertizare electronice. Cu puține elemente constructive externe poate fi construit un montaj - gong, care datorită volumului redus și a consumului mic de curent (baterii mici), poate fi montat aproape oriunde (fig. 1). Circuitul integrat constă dintr-un oscilator pilot, a cărui frecvență este determinată de un circuit RC exterior (R1,C1); această frecvență este transformată în alte trei frecvențe aflate în raporturi armonice fixe. Una din aceste trei frecvențe este divizată în continuare și constituie baza de timp pentru procesul de amortizare: printr-un convertor de 4 biți D/A este produsă o tensiune de comandă la care se conectează succesiv cele trei sunete și care apoi sunt atenuate temporar.

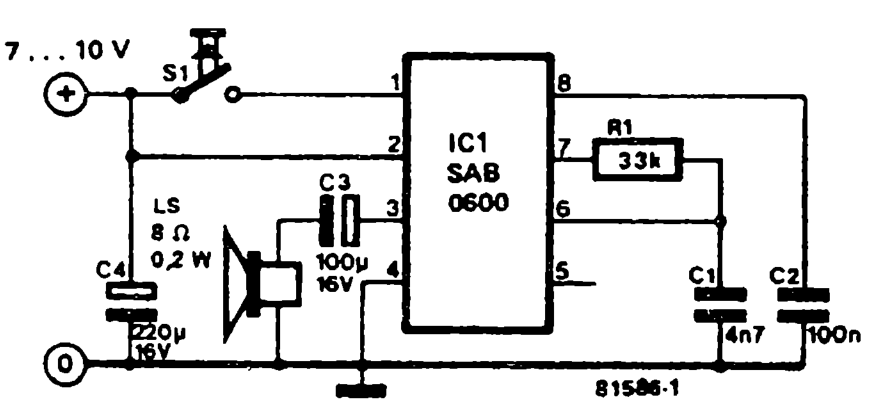
Amplificatorul NF conținut în circuitul integrat, împreună cu etajul final, este capabil să alimenteze un difuzor de 8 Ω cu o putere de 160 mW.

Variația tensiunii de ieșire prezintă o formă aproximativ dreptunghiulară al cărei conținut de armonici superioare poate fi redus prin introducerea condensatorului C2 în montaj.

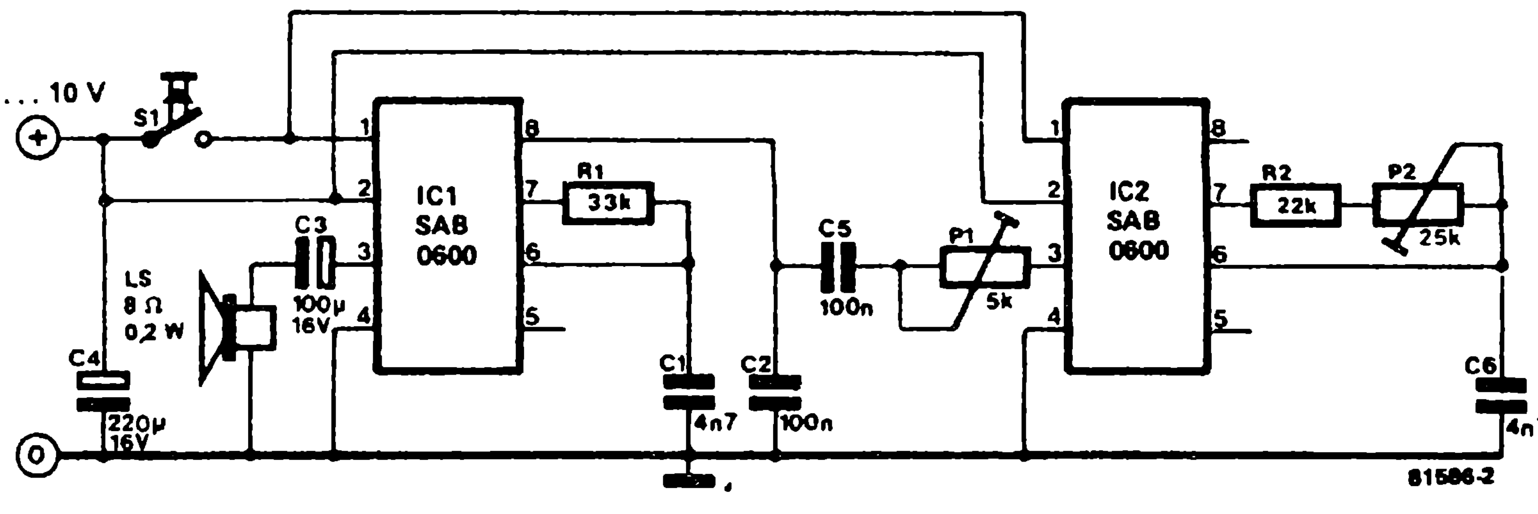
Carcasele în formă de țeavă și de pâlnie îmbunătățesc sunetul și cresc intensitatea acestuia. Două sisteme de gonguri, independente, separate în spațiu, produc un interesant efect de oscilație atunci când frecvențele lor diferă doar foarte puțin.

Este posibilă și o redare a celor două sisteme printr-un singur difuzor: în fig. 2, semnalul de la gongul 2 (IC2) pin 3, ajunge prin P1 și C5 la intrarea de joasă frecvență a lui IC1 (pin 8).

1



2



Cu P1 este influențată intensitatea sunetului celor două gonguri unul față de celălalt, iar cu P2, frecvența acestora.

Consumul redus de curent, de numai 1 μA în starea de așteptare, permite alimentarea prin baterie pentru o durată mare de timp.

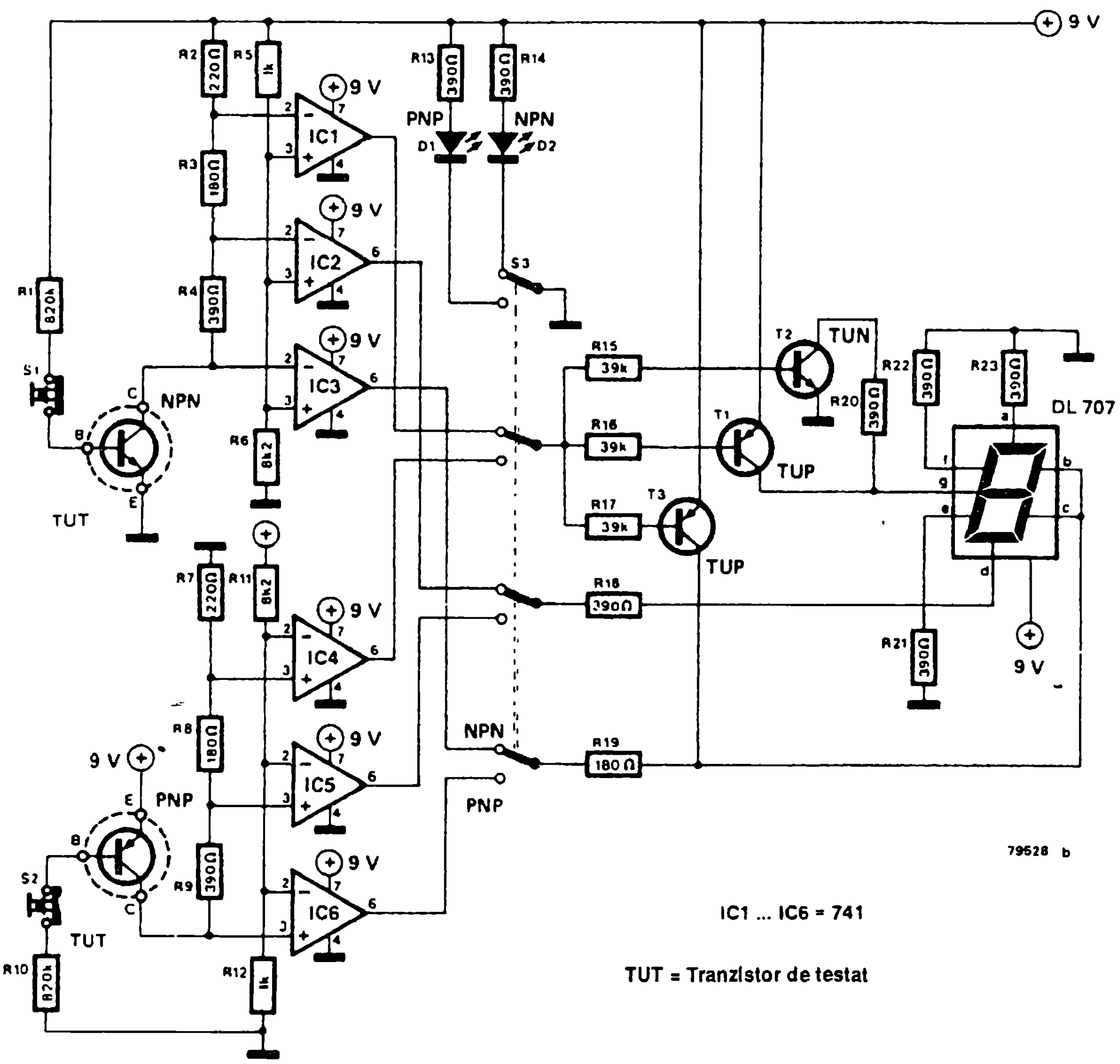
(Siemens - Applikation)

132 *Tester performant pentru tranzistoare*

La fel ca și testerul descris mai înainte, acest montaj ne informează dacă „TUT" (Transistor Under Test), tranzistorul de testat, aparține grupei A, B sau C de amplificare în curent; de asemenea, poate depista și un defect major. Acest montaj permite totuși o manipulare mai comodă, deoarece grupa amplificării în curent este afișată direct de un afișaj cu șapte segmente. În rest, ambele testere lucrează după același principiu.

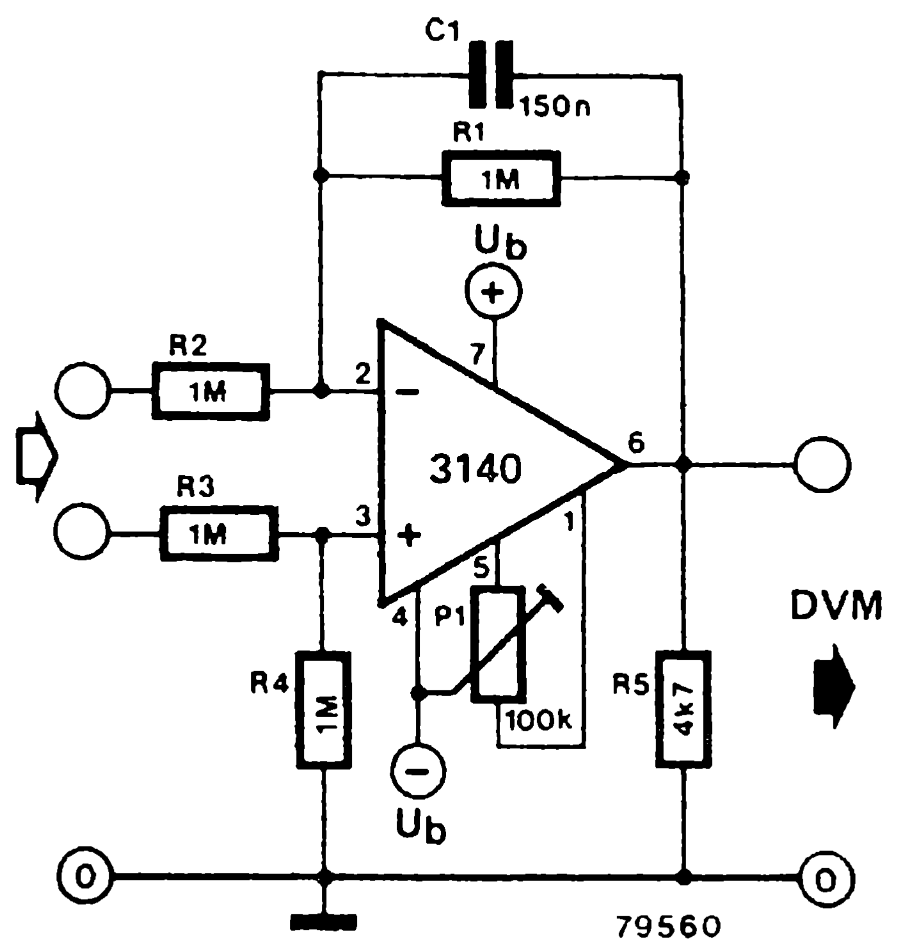
În funcție de amplificarea în curent a tranzistorului de testat, pe rezistențele R2 ... R4 (la tranzistoarele npn), respectiv R7 ... R9 (pentru pnp) se găsește o anumită tensiune. Mărimea acesteia (și, cu aceasta, mărimea amplificării în curent) ne spune dacă unul, două sau toate trei comparatoarele (IC1 ... IC3 pentru npn și IC4 ... IC6 pentru pnp) comută. Rezistențele și tranzistoarele legate prin comutatorul S3 (dintre pnp și npn) cu ieșirile comparatoarelor, decodifică semnalele comparatoarelor în așa fel încât pe afișaj apar majusculele A, B, C sau F. Un F ne indică un tranzistor defect; el apare și atunci când în soclu nu este introdus nici un tranzistor. Atunci când, cu butonul S1, respectiv S2, este întrerupt curentul bazei tranzistorului de testat, afișajul trebuie de asemenea să indice „F"; în caz contrar, există un scurtcircuit între emitor și colector. Ca afișaj este necesar unul cu anodul comun pentru toate segmentele.

(R. Storn)



133 Voltmetru digital cu masă flotantă

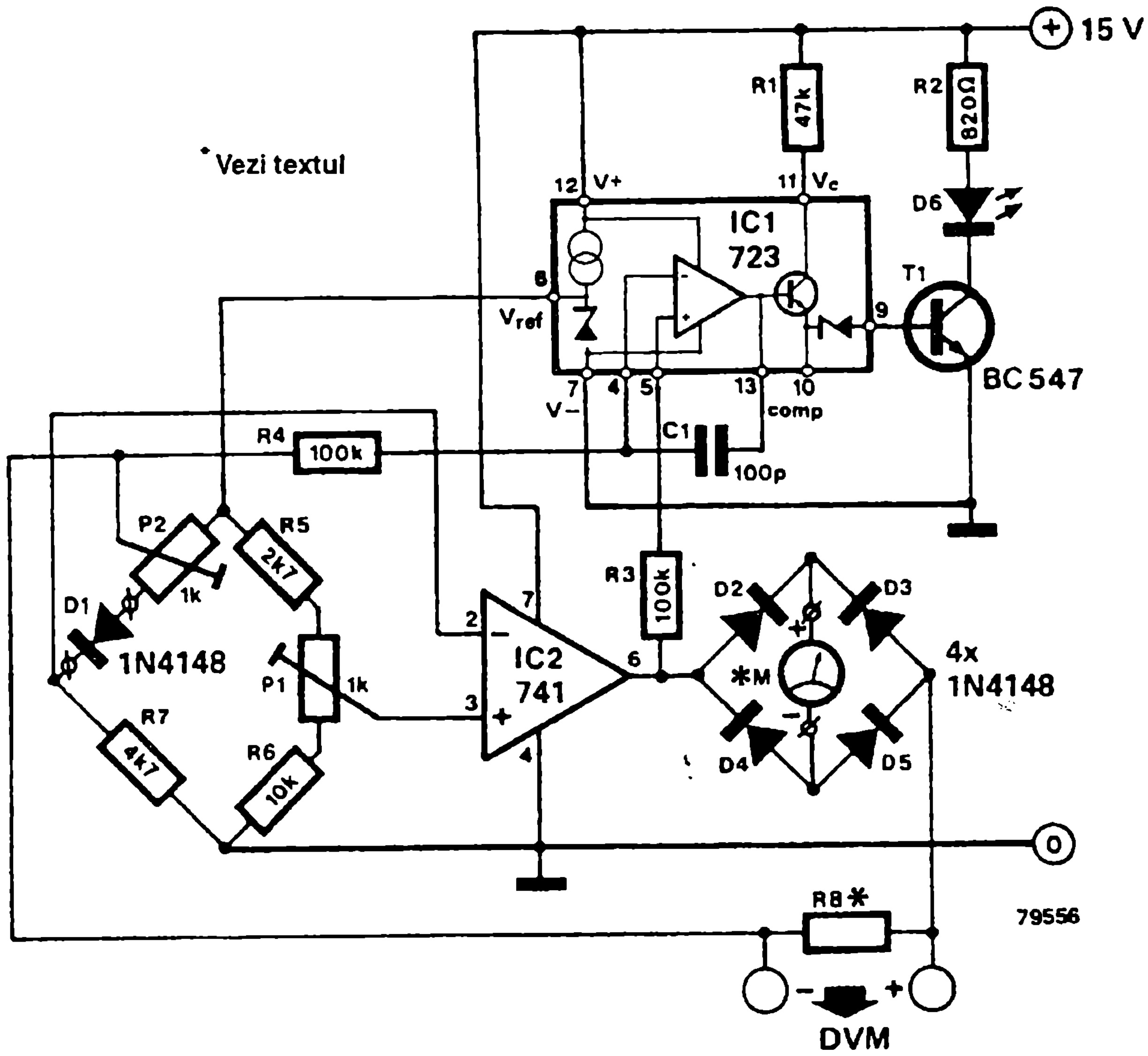
Voltmetrele digitale și aparatele digitale universale de măsură cunosc o tot mai mare răspândire. Execuțiile ieftine prezintă totuși adeseori un mic neajuns: intrarea are un punct de masă. La multe măsurători acest fapt este lipsit de importanță, totuși în anumite cazuri (de exemplu la conectarea unui element suplimentar) apar probleme din această cauză. Acestea pot fi rezolvate prin conectarea la intrare a unui amplificator diferențial; prin acesta, voltmetrul digital capătă o intrare flotantă. Ca amplificator diferențial este utilizat un amplificator operațional tip 3140. Pentru rezistențele R1 ... R4 se recomandă cele cu peliculă metalică (toleranță 1%). Potențiometrul semireglabil P1 servește pentru compensarea tensiunii offset; tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional este reglată cu acesta la zero volți, intrarea fiind scurtcircuitată. Tensiunile de intrare +Ub și –Ub pot fi cuprinse între 3 și 20 V. Făcând abstracție de semn, valorile lor trebuie totuși să fie egale.



(J. Borgman)

134 Termometru liniar

La acest termometru, o diodă de siliciu conectată în sensul de conducție servește drept senzor de temperatură. Căderea de tensiune pe ea scade cu mai mult de 2 mV pentru o



creștere a temperaturii cu un grad Celsius. Această valoare rămâne constantă pe un domeniu larg de temperaturi; tensiunea pe diodă variază liniar cu temperatura, în acest domeniu. Dependența de temperatură a tensiunii diodei, privită comparativ, este mică; din acest punct de vedere dioda este clar inferioară față de rezistența NTC. Totuși, cu o rezistență NTC ca senzor de temperatură nu pot fi obținute indicații liniare pe un domeniu de măsură mare, astfel încât scala indicatoare trebuie etalonată punct cu punct. Dacă se utilizează în schimb o diodă, în principiu este suficientă etalonarea unei singure valori a scalei.

În acest montaj, dioda D1, o diodă cu siliciu obișnuită, tip 1N4148, preia funcția de senzor de temperatură. Ea poate fi montată fără probleme la mari distanțe față de restul montajului, astfel încât, de exemplu, este posibilă și măsurarea de la distanță a temperaturii de afară.

Dioda D1 este conectată în brațul unei punți rezistive. La variațiile de tensiune de pe diodă, reacționează un amplificator operațional IC1 care menține constant curentul prin D1. Deoarece IC1 menține constantă tensiunea pe R7, curentul prin R7 și prin dioda D1 înseriată cu ea nu se modifică. Montajul în punte trebuie el însuși să fie alimentat de la o tensiune de referință constantă; aceasta este furnizată de un circuit integrat 723 (IC2).

În ramura de reacție negativă a lui IC1 se găsește puntea de diode D2 ... D5, care redresează curentul de reacție negativă. Ea are rolul de a face ca instrumentul de măsură magnetoelectric M să aibă întotdeauna o indicație pozitivă, indiferent de direcția curentului de reacție negativă. Domeniul de indicație al instrumentului se dublează prin faptul că valorile de temperatură pozitive și negative au ca urmare, la aceeași mărime absolută, indicații egale ale instrumentului. Pentru a putea deosebi temperaturile de sub punctul de îngheț de cele de deasupra lui, saltul de tensiune la ieșirea lui IC1 (care ia naștere la inversarea direcției curentului prin puntea cu diode) este indicat de LED-ul D6. Pentru comanda acestui LED servește amplificatorul operațional conectat în montaj de comparator care se găsește în 723 (IC2).

În circuitul de reacție negativă al lui IC2 se găsește în plus rezistența R8. Căderea de tensiune pe ea poate fi măsurată cu un voltmetru digital cu intrare flotantă, atunci când temperaturile trebuie indicate digital. Valorile pentru R8 la diferite domenii de măsurare a temperaturilor și sensibilitatea corespunzătoare a instrumentelor de măsură sunt date în tabel. În cazul utilizării unui voltmetru digital, se renunță la instrumentul magneto-electric, la puntea cu diode D2 ... D5, la rezistențele R1 ... R4, la tranzistoarele T1 și la LED. Toleranța rezistențelor R5 ... R8, care sunt necesare în ambele cazuri, ar trebui să fie de 1%.

Pentru a etalona termometrul, se poate proceda după cum urmează: senzorul de temperatură D1 este cufundat cu conductoarele lui de legătură în apă cu gheață și, cu ajutorul lui P1, se reglează exact la 0 V indicația aparatului de măsură, respectiv tensiunea pe R8; potențiometrul P2 este fixat în prealabil în poziție mijlocie. În sfârșit, se cufundă D1 în apă în fierbere și cu P2 se reglează la 1 V tensiunea pe R8. Dacă termometrul trebuie reglat foarte precis, atunci se utilizează apă distilată și se are în vedere ca la 100°C presiunea atmosferei să aibă valoarea nominală. Dacă avem la dispoziție un termometru etalon, atunci reglarea lui P2 poate fi realizată și la temperaturi mai scăzute.

(J. Borgman)

Tabel

Scala	Instrument magneto-electric	Temperatura	R8	Voltmetru digital
0 ... 30	0 ... 300 μA	–30 ... +30°C	1 k	–0,3 ... +0,3 V
0 ... 30	0 ... 100 μA	–30 ... +30°C	3 k	–0,3 ... +0,3 V
0 ... 50	0 ... 300 μA	–50 ... +50°C	1,67 k*	–0,5 ... +0,5 V
0 ... 50	0 ... 500 μA	–50 ... +50°C	1 k	–0,5 ... +0,5 V
0 ... 100	0 ... 1 mA	–100 ... +100°C	1 k	–1 ... +1 V

* 2 x 3k32 (în paralel)

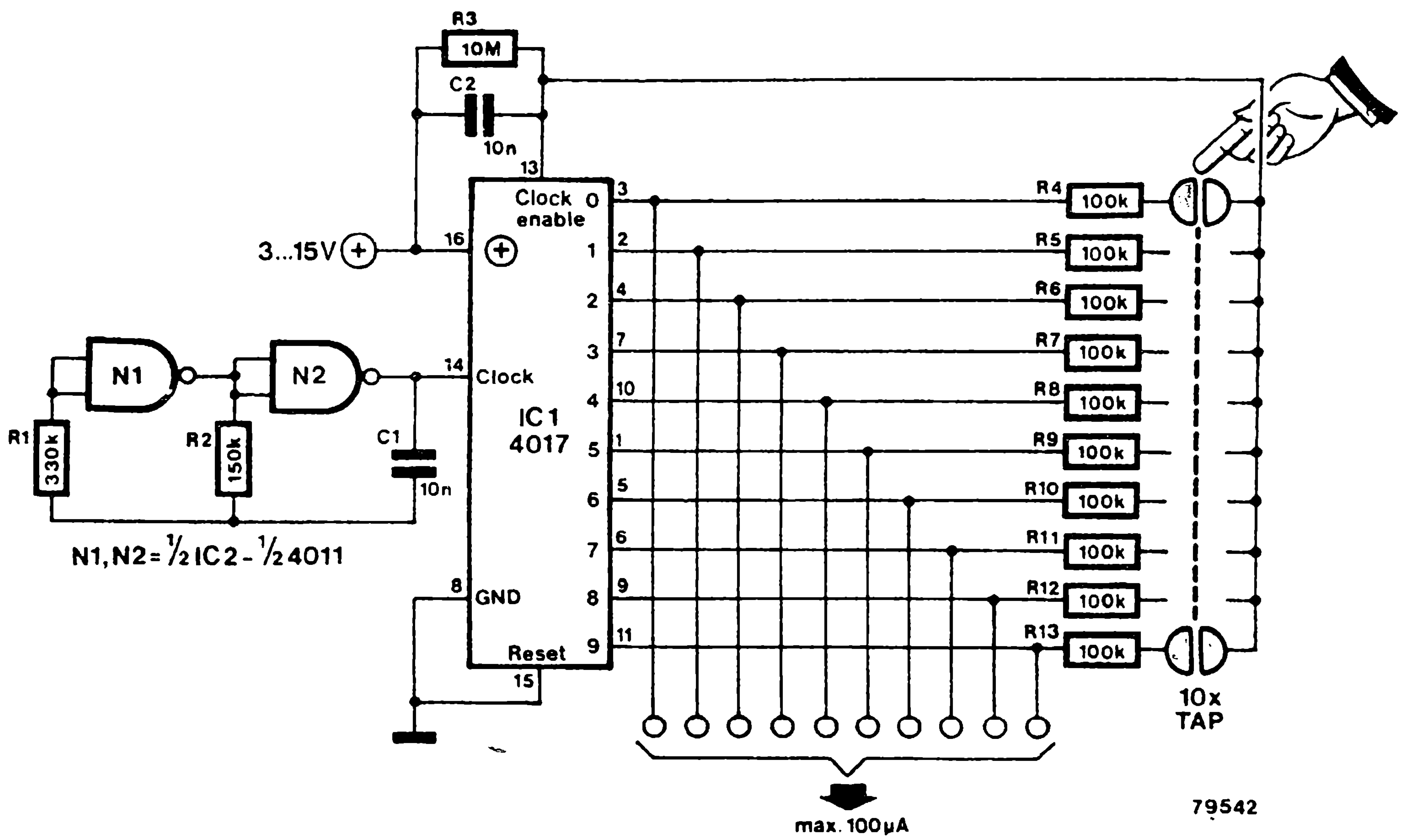
135 Comutator cu 10 canale cu senzori de atingere (TAP)

Comutatoare cu senzori la atingere există în număr mare, de la simplele comutatoare electronice cu buton la comutatoarele DA/NU cu reținere. Se poate construi un comutator electronic cu 10 canale, un TAP cu 10 poziții de comutare. Dacă se atinge unul din cei 10 senzori cu degetul, atunci ieșirea corespunzătoare trece în starea „1" logic; celelalte intrări sunt în starea „0" logic.

Montajul lucrează cu un numărător CMOS zecimal 4017 care furnizează la ieșire semnale gata decodificate. Un oscilator simplu cu două porți logice CMOS produce semnalul de tact. Atâta timp cât nici unul din contactele senzor nu este atins, numărătorul este blocat; la intrarea clock-enable a lui 4017 există în acest caz un 1 logic. Nici atunci când ieșirea aparținând de contactul senzor este deja „1" logic, tensiunea existentă la intrarea clock-enable (CE) nu se poate modifica. Numai la șuntarea cu degetul a unui alt contact senzor, tensiunea la intrarea CE trece în starea „0". Numărătorul lucrează deci până când este atinsă poziția dorită a comutatorului.

C2 înlătură eventualele perturbații datorate tensiunii de 50 Hz, în timp ce R4 ... R14 împiedică scurtcircuitarea ieșirilor numărătorului.

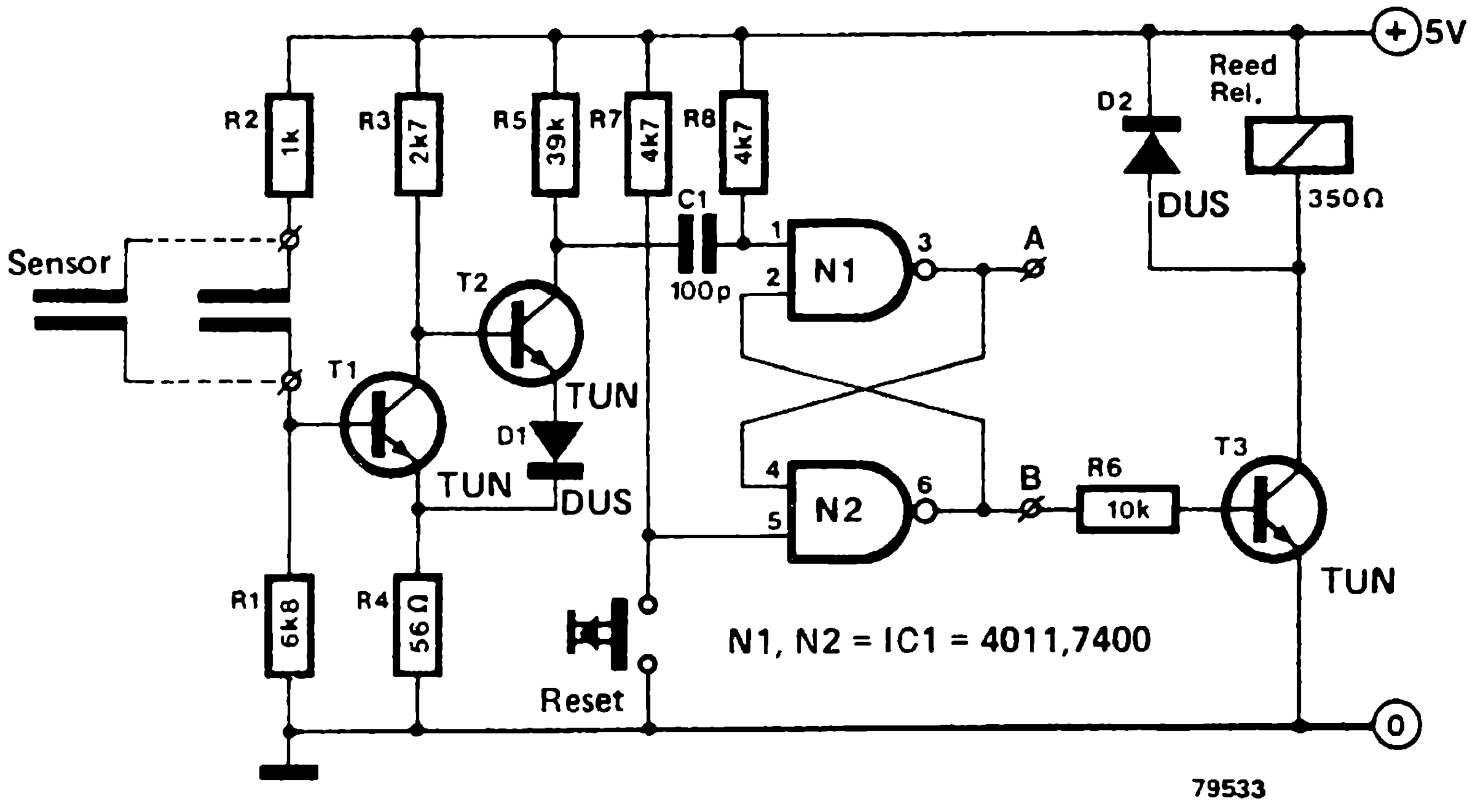
(C. Horevoorts)



136 Detector de umiditate

Imediat ce umezeala realizează o legătură mai mult sau mai puțin bună conducătoare de electricitate între cei doi electrozi senzor, releul comandat de detectorul de umiditate declanșează. Acest releu poate, de exemplu, să deconecteze un aparat electric, deoarece, din motive de siguranță, acesta ar trebui să lucreze doar pe vreme uscată. Inițial detectorul de umiditate a fost gândit pentru protejarea în caz de pierdere a etanșeității carcasei unei camere de luat vederi submersibile, cameră în care se găsea și un bliț electronic.

La pătrunderea apei, blițul ar fi fost scos din funcțiune și astfel fotograful ar fi fost prote-



jat de descărcarea de înaltă tensiune. Există însă un mare număr de aplicații imaginabile: detectorul poate servi, de exemplu, ca alarmă pe o navă sau ca indicator de uscat pentru rufe.

Senzorul constă din două conductoare de cupru care sunt amplasate la mică distanță unul de altul. Atunci când rezistența electrică între ele scade sub o anumită valoare, triggerul Schmitt construit cu T1 și T2 comută. Multivibratorul bistabil RS N1/N2 este basculat prin C1, astfel încât în punctul B există o tensiune joasă; ca urmare, T3 permite releului să declanșeze.

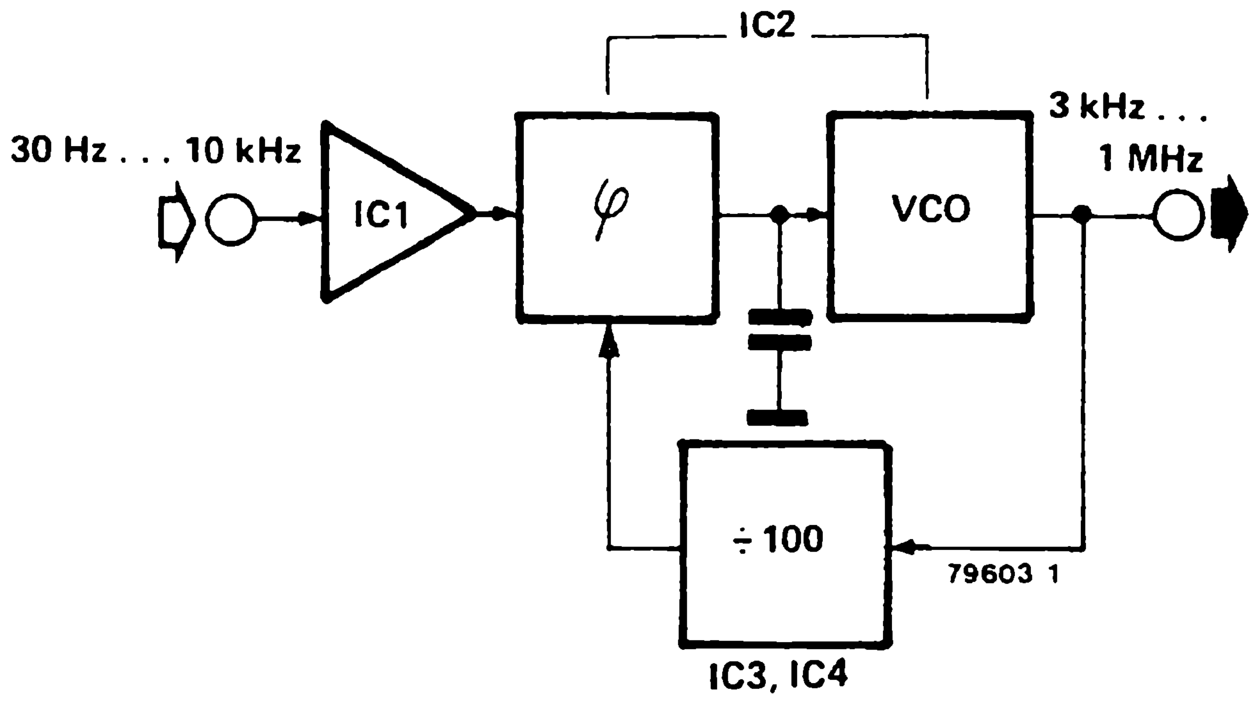
Releul anclanșează, în cazul descris, atunci când rezistența R6 nu este legată cu punctul B, ci cu punctul A. În locul senzorului de umiditate pot fi introduși și alți senzori (de exemplu LDR sau NTC), astfel încât detectorul să reacționeze și la alte mărimi, cum ar fi intensitatea luminoasă, temperatura etc.

(J. M. v. Galen)

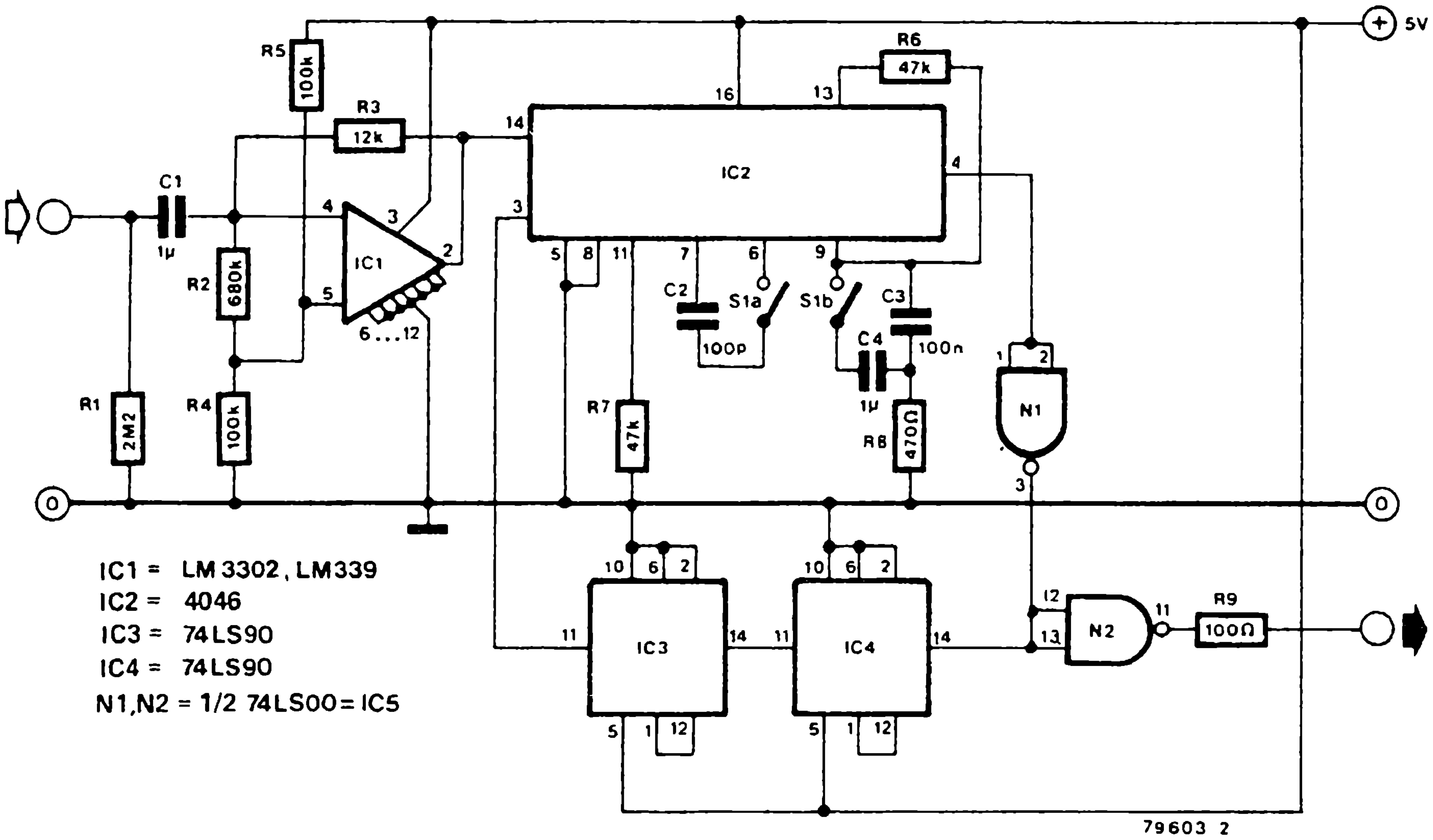
137 *Multiplicator de frecvențe*

La aprecierea calității numărătoarelor de frecvență contează în mare măsură frecvența maximă de lucru. Se pare că limita superioară a domeniului de măsurare constituie cartea de vizită a numărătoarelor de frecvență. Prin aceasta însă, se subapreciază însemnătatea operațiilor de măsurare în domeniul inferior al frecvențelor; în special „electroniștii audio" sunt cei mai dezavantajați. Aici este util un montaj multiplicator PLL (Phase Locked Loop = buclă cu

1



2



calare pe fază); el servește ca aparat conectat în amonte pentru un numărător de frecvență obișnuit. Se pot măsura astfel frecvențe în domeniul 30 Hz ... 10 kHz (adică cea mai importantă parte a frecvențelor audio), cu o precizie de 0,1 Hz la un timp de măsură de 0,1 s.

Fig. 1 prezintă schema bloc a multiplicatorului de frecvență, iar fig. 2 prezintă montajul complet. Din schema bloc a montajului se poate recunoaște că la baza sa se află proiectul unui sintetizator PLL. Ca multiplicator este introdus un PLL care este astfel dimensionat, încât frecvența la ieșire a oscilatorului comandat în tensiune VCO este de 100 de ori mai mare decât frecvența la intrare. Semnalul VCO este împărțit la 100 și comparat cu semnalul de intrare, într-un comparator de fază. O eventuală diferență de fază apare (după un filtru trece-jos) ca semnal de tensiune continuă la intrarea VCO, astfel încât această frecvență se autoreglează corespunzător. Cu aceasta, frecvența semnalului de ieșire VCO este de 100 de ori mai mare decât frecvența semnalului de intrare. Acest semnal servește ca semnal de măsură pentru următorul numărător.

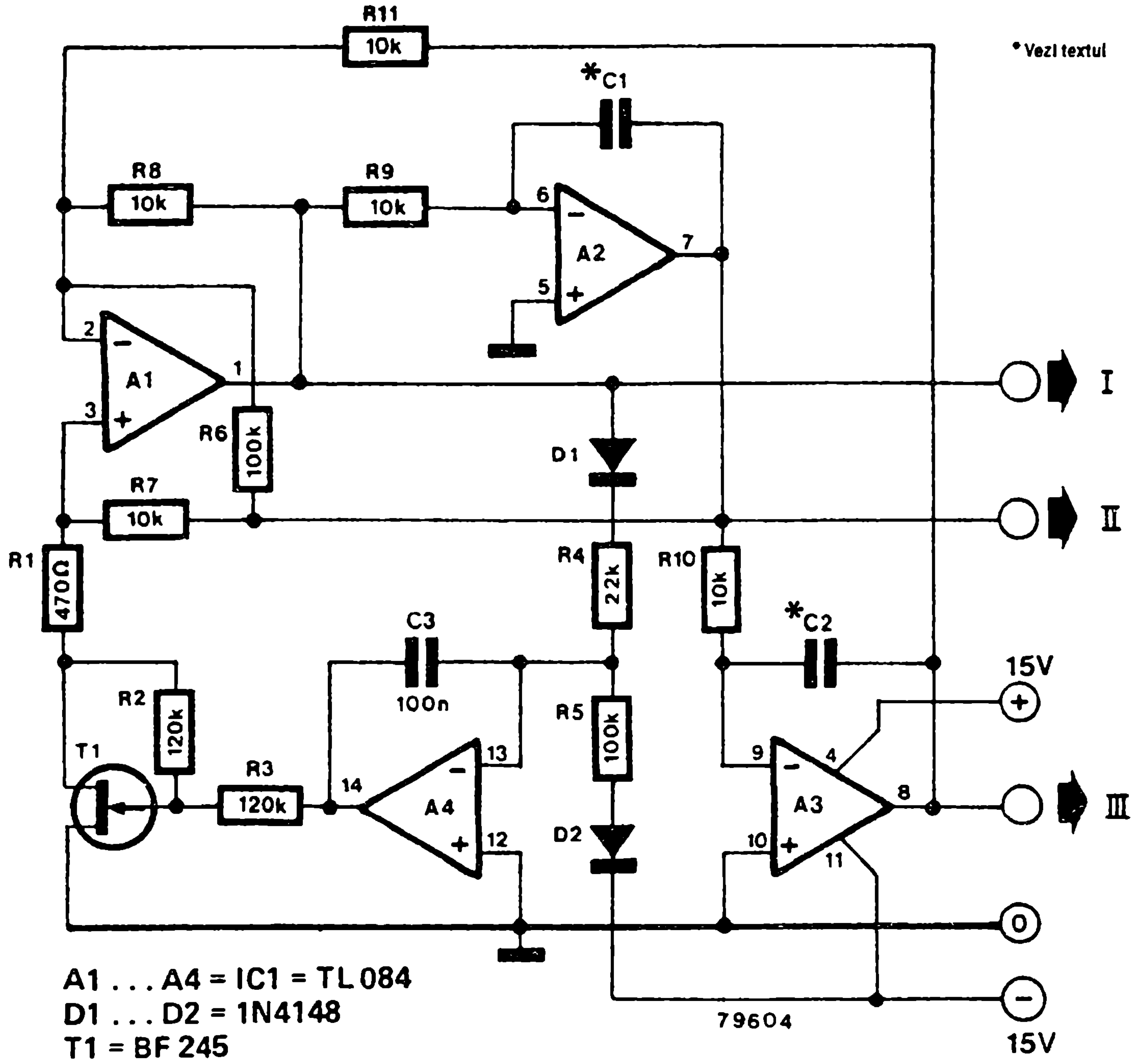
Deoarece montajul este construit în întregime din circuite integrate, schema montajului apare doar puțin mai complicată decât schema bloc. Ca amplificator de intrare servește comparatorul 3302 (IC1). Comparatorul de fază și VCO se găsesc într-un singur circuit integrat de tipul 4046 (IC2). Două divizoare de tensiune de tipul 74LS90 (IC3 și IC4) și două porți NAND (74LS00) completează montajul.

Cu ajutorul comutatorului S1 se alege între cele două domenii de măsurare: 30 Hz ... 300 Hz și 200 Hz ... 10 kHz. Sensibilitatea la intrare este de circa 25 mV, tensiunea la ieșire măsoară 4,5 V. Curentul absorbit de montaj este de circa 30 mA, astfel încât poate fi utilizat orice stabilizator integrat de tensiune de 5 V, din comerț.

(H. Rol)

138 *Oscilator sinusoidal*

Dacă se conectează ieșirea unui filtru selectiv, înapoi la intrare, și dacă se iau în considerare anumite condiții auxiliare, rezultă un oscilator sinusoidal. Aceasta nu este o noutate (a se vedea, de exemplu, o serie de articole pe această temă, din Elektor), însă modul în care este transpus în practică acest principiu este original.



Un filtru Variable-State care constă din A1 ... A3, R7 ... R11, C1 și C2 este dotat cu o reacție inversă de la ieșirea sa (ieșirea lui A2) la intrare (conexiunea din stânga a lui R7). Pentru stabilizarea amplitudinii servește FET-ul T1 conectat ca rezistență comandată în tensiune, în serie cu R1, al cărui semnal de comandă ajunge, printr-un circuit diodă - rezistență, de la ieșirea amplificatorului A1 la integratorul A4.

La ieșirile lui A1, A2 și A3 ia naștere câte un semnal sinusoidal. Deoarece A2 și A3 sunt conectate ca integratoare, ele au efectul unui filtru trece-jos; semnalul la ieșirea III este cel mai puțin deformat iar ieșirea I furnizează semnalul cel mai deformat. Factorul de amplificare al integratoarelor pentru frecvența oscilatorului este 1. Pentru condensatoarele C1 și C2 este valabilă relația:

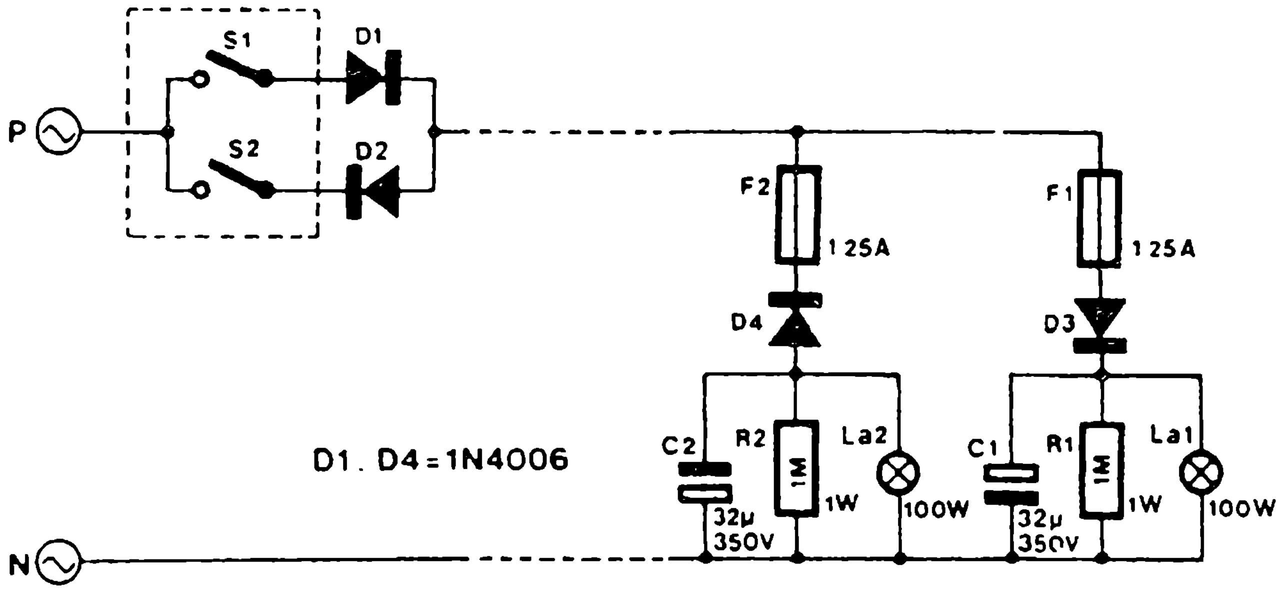
$$C1 = C2 = 16/f \text{ cu } (C1, C2) = nF \text{ și } (f) = kHz$$

(G. Schmidt)

139 *Comutator serie*

Cu ajutorul „comutatorului serie" prezentat aici se pot conecta și deconecta, dintr-un punct, două lămpi, independent una de alta. Aici se găsesc două comutatoare într-o carcasă, astfel încât denumirea de „comutator serie "înseamnă altceva decât la utilizarea din instalațiile electrice. Dacă se dorește introducerea unui comutator serie obișnuit într-o instalație unipolară existentă, atunci este necesară o ramificație suplimentară care să facă legătura între comutator și cea de a doua lampă. Acest lucru pune probleme atunci când țeava de instalație este deja ocupată cu alte conductoare. Acest montaj arată cum se poate introduce pe un conductor un comutator serie, fără să fie necesară o ramificație suplimentară.

Cu ajutorul a patru diode se poate face ca o jumătate a comutatorului serie, adică S1, să conecteze și să deconecteze numai lampa L1, iar cealaltă jumătate, S2, să comande numai lampa L2. Condensatoarele sunt utilizate pentru netezirea tensiunii de rețea după redre-



sarea monoalternanță; cu aceasta, tensiunea efectivă atinge valoarea de 220 V, iar lămpile ard cu luminozitatea normală. Capacitatea condensatoarelor se alege în funcție de curentul absorbit. În cazul utilizării altor lămpi decât cele din montajul prezentat aici, se folosește formula:

$$Cx = 32\sqrt{\frac{Px}{100}}$$

unde Cx = capacitatea în µF și Px = puterea absorbită de lampa respectivă, în W

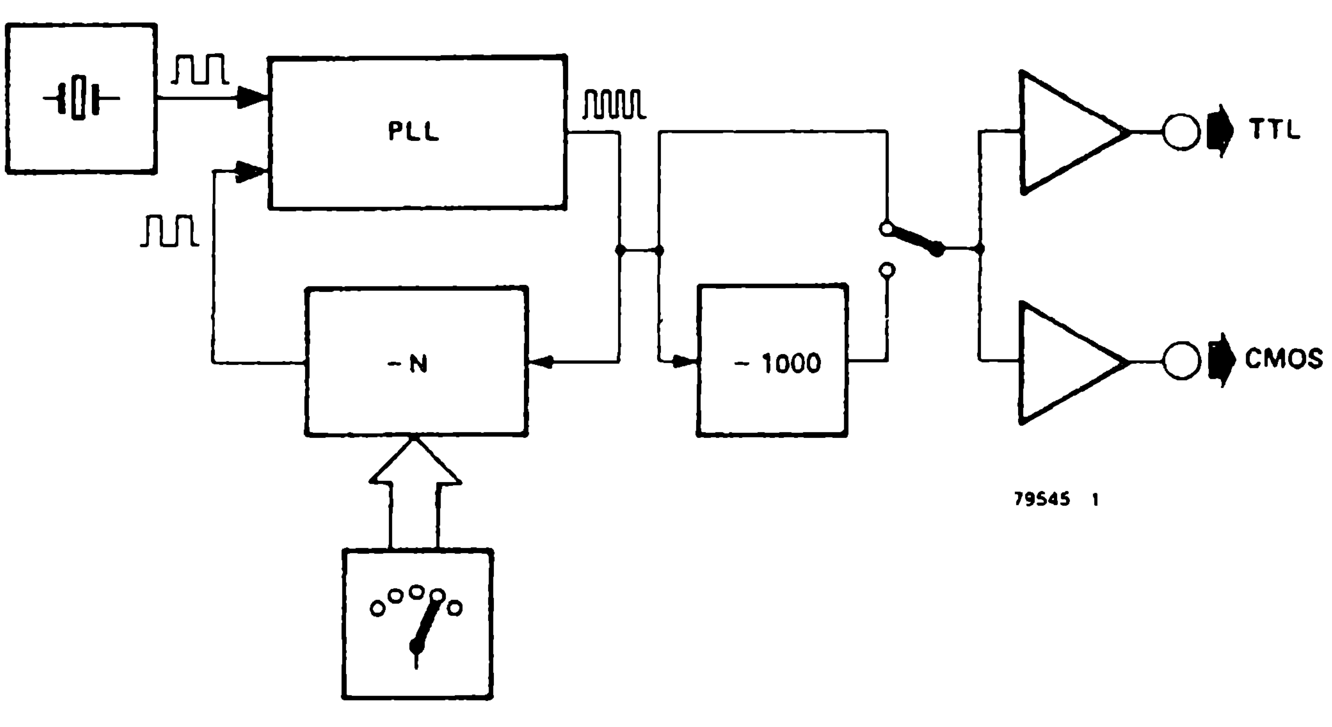
(W. Richter)

140 *Generator digital cu cristal de cuarț*

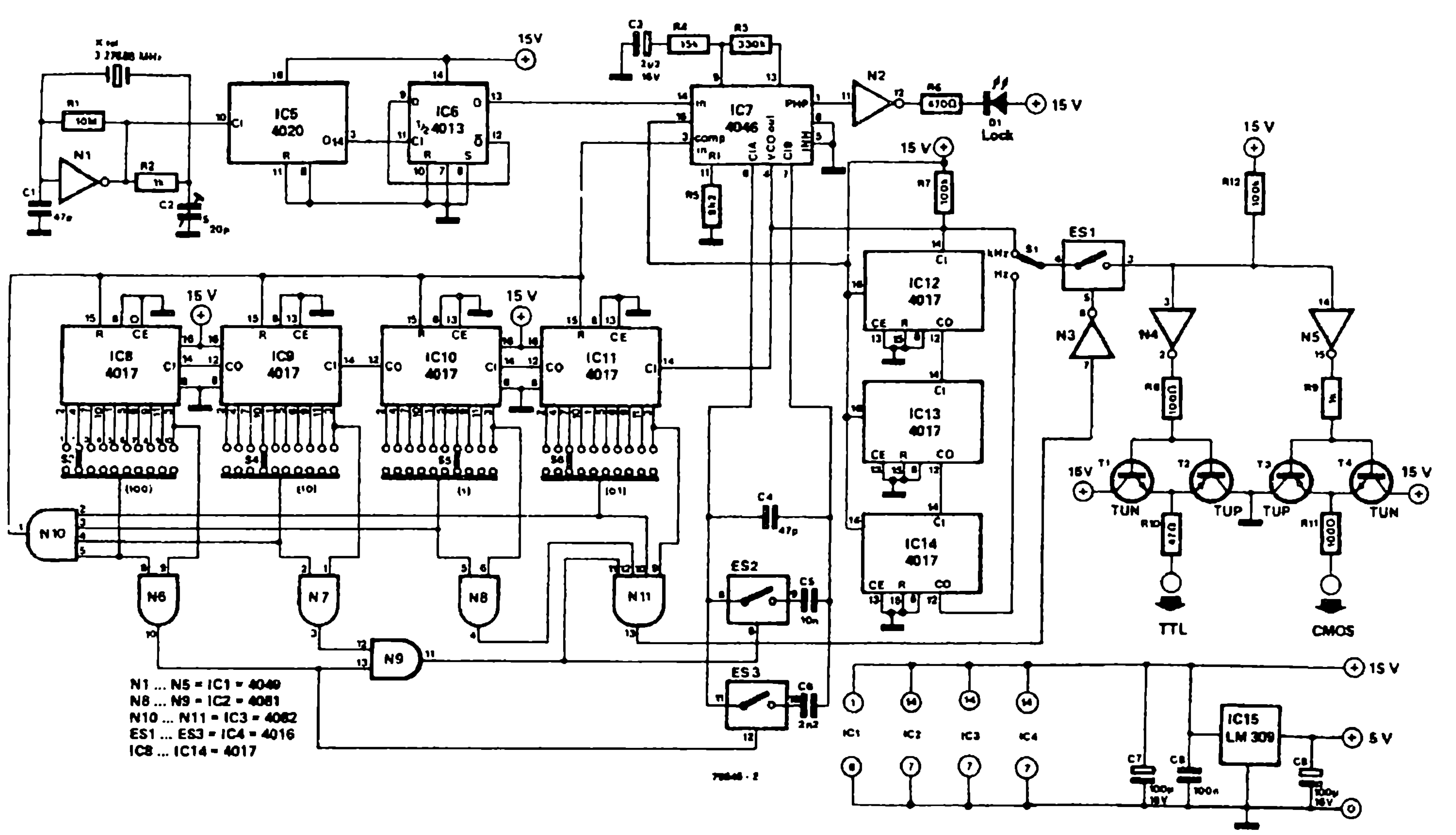
Acest generator digital cu cristal de cuarț este un sintetizator de frecvențe proiectat pentru semnale dreptunghiulare de joasă frecvență. Frecvența de ieșire, care poate fi reglată cu patru comutatoare, depinde numai de precizia oscilatorului cu cristal de cuarț.

Așa cum se vede din schema bloc din fig. 1, montajul lucrează ca buclă PLL (Phase Locked Loop = buclă cu calare pe fază). Modul de lucru al PLL-ului poate fi comparat cu cel al unui amplificator operațional cu reacție inversă: amplificatorul operațional își reglează tensiunea la ieșire în așa fel încât ambele sale intrări să se găsească la același potențial; un PLL își reglează frecvența de ieșire astfel încât ambele sale frecvențe de intrare să fie pe cât posibil egale ca mărime. Dacă împărțim frecvența de ieșire, așa cum se vede în schema bloc, printr-un număr N și apoi o conducem din nou la intrarea PLL-ului, atunci frecvența la ieșire a acestuia devine exact de N ori mai mare ca frecvența de la cealaltă intrare a PLL-ului. Trebuie acum să avem grijă ca la această intrare să existe o frecvență cât mai stabilă și astfel obținem la ieșire o oscilație cu o frecvență de N ori mai mare decât cea de la intrare, a cărei

1



2



stabilitate este determinată doar de oscilatorul de alimentare. Prin introducerea unui etaj de comutatoare pentru modificarea lui N și a unui divizor de tensiune de 1:1000, se obține un generator de semnale dreptunghiulare foarte stabil, reglabil pe un domeniu foarte larg. Buffere suplimentare, care transformă semnalul în nivele TTL sau CMOS, măresc încă și mai mult posibilitățile circuitului. În acest montaj frecvența la ieșire poate fi reglată cu o precizie de patru cifre, exact între 0,1 Hz și 999,9 kHz.

Din schema completă a montajului reiese că „oscilatorul mamă", a cărui frecvență este stabilită de un cristal de cuarț, furnizează un semnal de 3,2768 MHz. Cu ajutorul lui IC5 și IC6 se obține o împărțire a frecvenței prin 2^{15} = 32678, asfel încât la ieșire apar exact 100 Hz. Acesta constituie un semnal de intrare pentru circuitul integrat PLL - IC7. Divizorul de frecvență pentru împărțirea frecvenței de ieșire constă din IC8 ... IC11; pentru împărțirea prin N și, prin aceasta, pentru frecvența de ieșire, sunt introduse comutatoarele cu zece trepte S3 ... S6; acestea constituie un comutator de selecție pentru divizarea prin N. Cel de al doilea semnal de intrare este obținut de PLL de la poarta ȘI N10, ceea ce are ca urmare, prin modul de lucru descris mai sus, obținerea unei frecvențe de 100 Hz.

Pentru a se asigura o funcționare corectă a PLL-ului, condensatorul dintre pinii 6 și 7 ai lui IC7 trebuie să fie variabil. Din acest motiv sunt prevăzute comutatoarele ES2 și ES3 care conectează alte capacități în paralel cu acest condensator. Este vorba aici de comutatoare electronice a căror poziție aste comandată automat prin porți suplimentare, corespunzător poziției comutatorului de selecție.

Pentru lărgirea domeniului, divizoarele 1:10 IC12 ... IC14 formează un divizor 1 : 1000 care poate fi conectat în funcție de necesități; comutarea din domeniul Hz în domeniul kHz este realizată prin S1. Ca buffer de ieșire, montajul este prevăzut cu două inversoare cu etaje în contratimp, rezistente la scurtcircuit, conectate la ieșire. Un comutator suplimentar (ES1) deconectează ieșirea atunci când comutatorul de selecție este pe poziția 000,0.

LED-ul D1 este prevăzut pentru controlul funcționării.

Pentru alimentarea montajului sunt necesare două tensiuni: una nestabilizată de 15 V și una stabilizată de 5 V. Tensiunea nestabilizată nu este critică și poate fi aleasă ceva mai înaltă; pentru aceasta pot fi folosite pentru alimentare două baterii de 9 V înseriate.

(R. Dürr și Hackspiel)

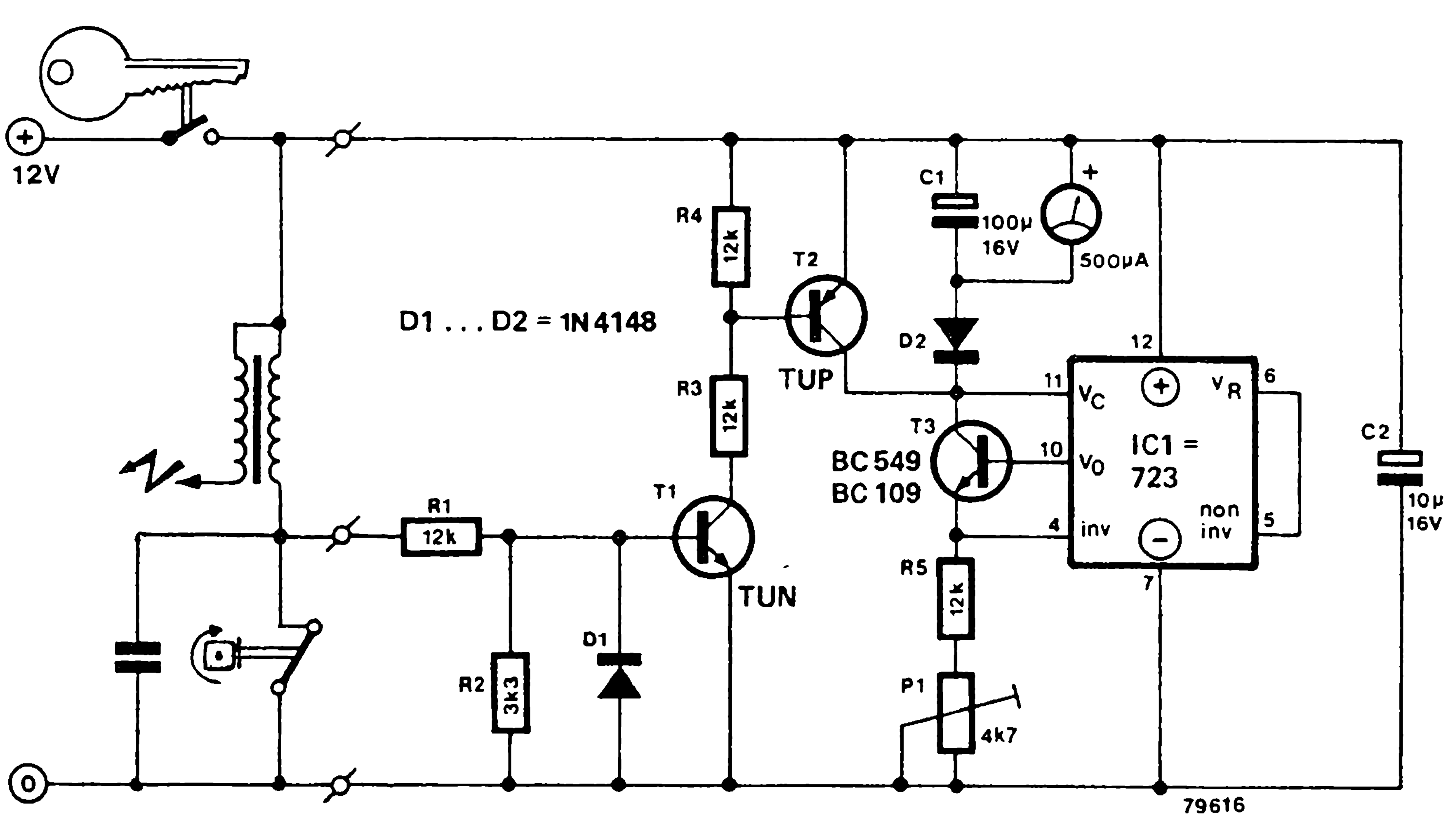
141 Aparat de măsurare a unghiului de închidere

Cu un aparat de măsură bun, controlul și reglarea unghiului de închidere sunt un joc de copii. Premisa este ca aparatul să lucreze liniar și independent de temperatură. Acest montaj îndeplinește ambele cerințe; el poate fi utilizat împreună cu un instrument de măsură universal (domeniu de măsurare 500 μA). Unghiul de închidere poate fi citit în procente (0 - 100%). Dacă se dorește conversia acestor procente în valori unghiulare, atunci valoarea procentuală se înmulțește cu 3,6 și se împarte apoi prin numărul cilindrilor motorului respectiv. Montajul nu este foarte scump. Partea cea mai importantă constă dintr-o sursă de curent constant formată din tranzistorul T3 și din stabilizatorul de tensiune integrat 723. Stabilitatea la variațiile de temperatură a sursei de curent este asigurată pe baza unor particularități foarte simple ale montajului. Stabilizatorul IC1 furnizează o tensiune de referință care este aplicată la intrarea amplificatorului operațional conținut în IC1 și, prin aceasta, curentul este stabilizat cu ajutorul lui T3. Deoarece T3 constituie împreună cu tranzistorul de ieșire al lui IC1 un etaj Darlington cu o mare amplificare în curent, curentul de colector este aproximativ egal curentului de emitor. Prin aceasta sunt realizate stabilitatea și independența față de temperatură a sursei de curent (curentul de colector al lui T3).

Atunci când contactele ruptorului sunt deschise, tranzistoarele T1 și T2 conduc, iar curentul de colector al lui T3 trece prin T2. Dacă se închid contactele, atunci T1 și T2 se blochează, astfel încât curentul de ieșire al sursei trece prin aparatul de măsură și-l încarcă pe C1. Deoarece contactele ruptorului se deschid și se închid alternativ, pe C1 există o tensiune medie care corespunde raportului impuls - pauză al ruptorului: cu cât contactele sunt închise mai mult timp, cu atât tensiunea pe C1 este mai mare, respectiv și indicația aparatului.

Pentru reglarea aparatului se conectează tensiunea de alimentare, se scurtcircuitează bornele ruptorului și se reglează cu P1 indicația aparatului la maximum (500 μA) - în această situație reglajul corespunde unui unghi de închidere de 100%.

(J. Becela)



142 Lupă de tensiune cu selectare automată

Dacă se dorește măsurarea unor tensiuni care sunt mai mari decât o permite scala unui aparat de măsură disponibil, atunci putem proceda în două feluri. Se poate diviza tensiunea, cu ajutorul unui divizor de tensiune, printr-o valoare bine definită; domeniul de măsură este, astfel, îngustat corespunzător. Problema poate fi însă rezolvată și altfel.

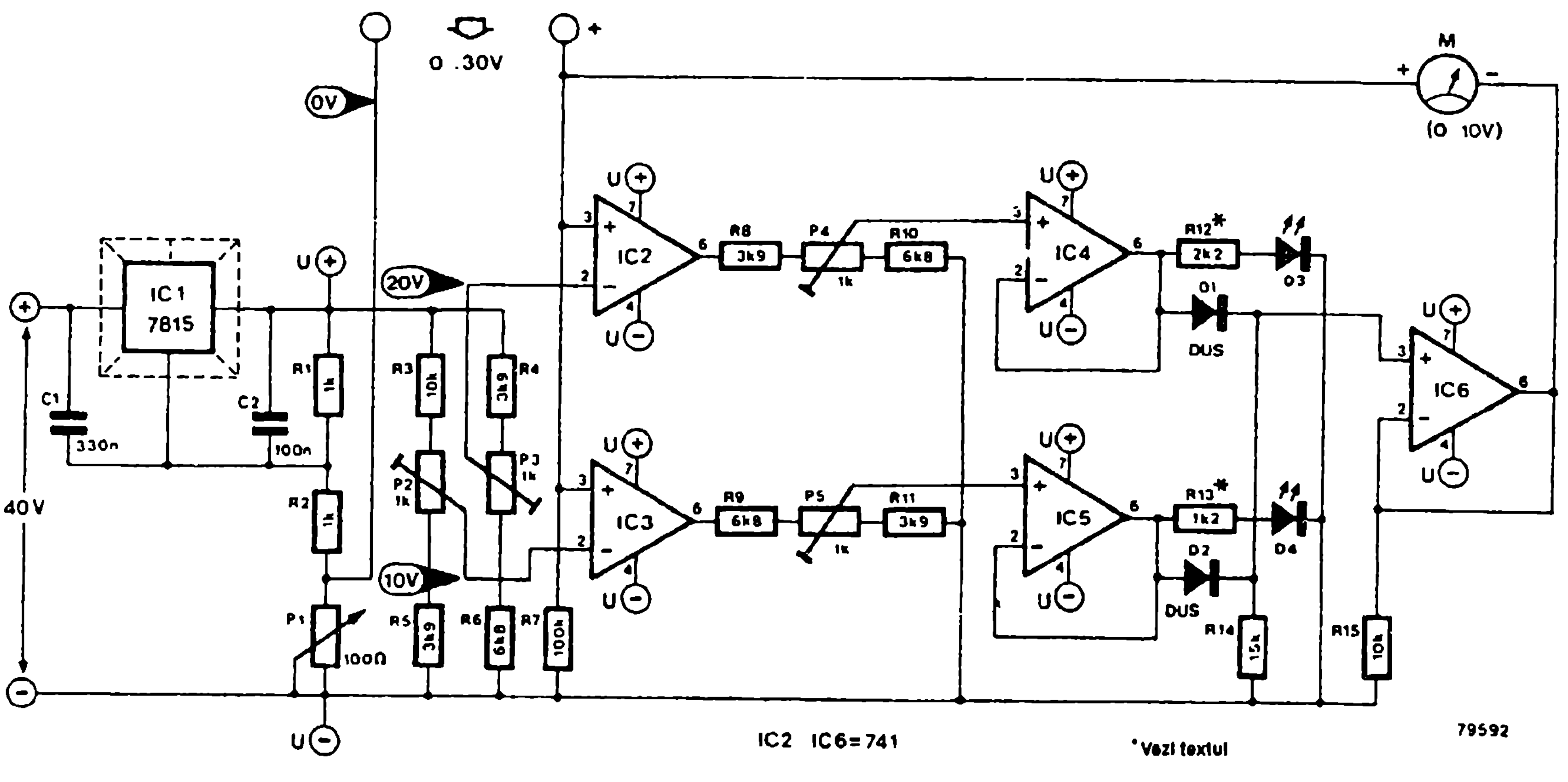
Domeniul de măsură poate fi partajat, iar instrumentul de măsurare este utilizat ca indicator în fiecare domeniu. Prin aceasta, indicația zero corespunde limitei inferioare a tensiunii de măsurat, iar indicația maximă – limitei sale superioare. Astfel, se poate măsura o valoare apreciată la 26 V, într-un domeniu cuprins între 20 V și 30 V, cu un aparat cu scala de 10 V care va indica 6 V. Acest principiu de împărțire a domeniului de măsurare se numește lupă de tensiune. În plus, în montajul de față, domeniul de măsurare este selectat automat.

Montajul (vezi fig. 1) este o lupă de tensiune automată pentru tensiuni între 0 V și 30 V. Instrumentul de măsură M are scala de 10 V. Lupa de tensiune acoperă domeniile 0 ... 10 V; 10 V ... 20 V și 20 V ... 30 V. Circuitele integrate IC2 și IC3 sunt circuite comparatoare. Ele compară tensiunea de intrare cu tensiunile de referință de 10 V, respectiv de 20 V. Tensiunile de ieșire ale comparatoarelor ajung, prin repetoarele de tensiune IC4 și IC5 și diodele D1 și D2, la intrarea neinversoare a amplificatorului de ieșire IC6, care lucrează de asemenea ca repetor de tensiune. Acolo se găsește diferența dintre tensiunea de ieșire a comparatorului valabilă în acel moment și tensiunea de străpungere a diodelor. Cealaltă diodă este totdeauna blocată. La ieșirea lui IC6 se găsește așadar, în funcție de starea comparatoarelor, una din cele trei tensiuni ce constituie limita inferioară a domeniilor de măsurare 0 V, 10 V sau 20 V. LED-urile D3 și D4 indică ce domeniu este conectat. Se poate indica domeniul 0 V ... 10 V cu ajutorul unui singur LED.

Ca instrument de măsură este utilizat un voltmetru cu scala de 10 V. Curentul prin instrument încarcă montajul. De aceea trebuie utilizat un instrument magneto-electric cu rezistență internă mare, în serie cu o rezistență. Cu R12 și R13 se poate influența luminozitatea LED-urilor.

Cu potențiometrul P1 se reglează punctul de nul al instrumentului, intrarea fiind scurtcircuitată. La aplicarea unei tensiuni de intrare de 10 V, respectiv 20 V, se reglează pragurile corespunzătoare ale comparatoarelor cu P2, respectiv P3. Pentru aceasta, se pot măsura tensiunile de ieșire ale lui IC2, respectiv IC3, iar P2, respectiv P3, se pot regla astfel încât tocmai să aibă loc trecerea de la starea de repaus la cealaltă valoare maximă. Această trecere este pusă în evidență de aprinderea LED-urilor. P4, respectiv P5, se reglează în așa fel încât instrumentul de măsură să indice zero la aprinderea LED-ului corespunzător, D3 sau D4.

(P. Sieben și J. P. Stevens)



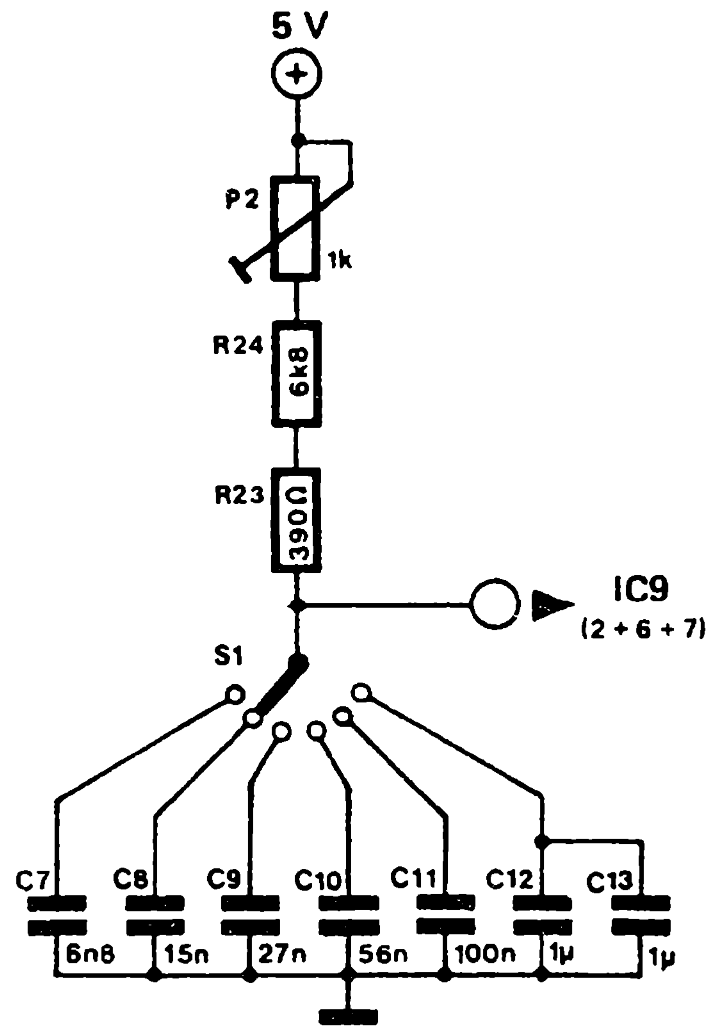
143 Biocontrol

În prezent, stresul în continuă creștere trezește tot mai des nevoia unei relaxări cât mai profunde. Dacă liniștea necesară nu poate fi obținută întotdeauna la dorință, atunci ne poate ajuta un antrenament cu mijloace electronice (biofeedback).

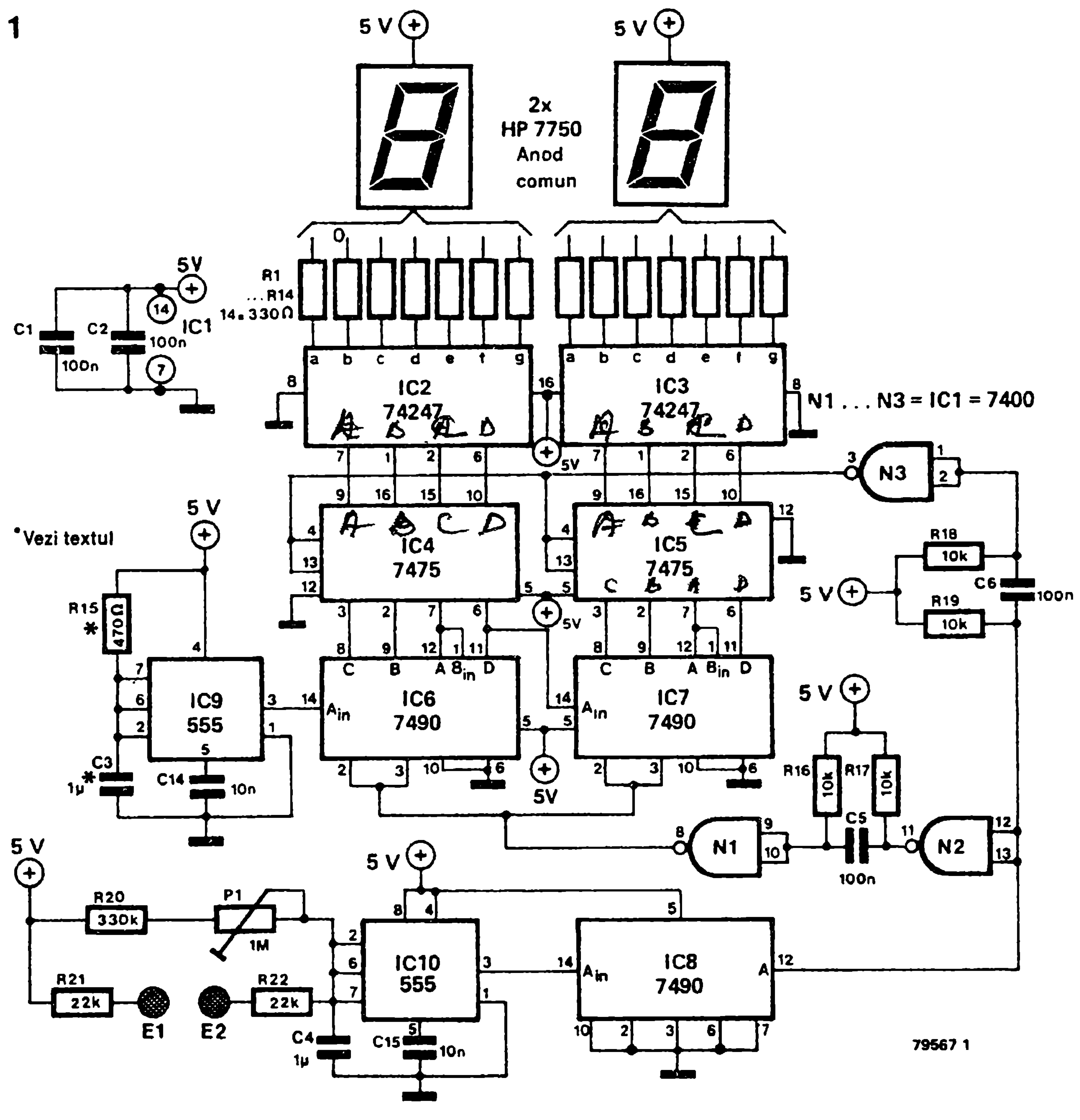
Un asemenea mijloc ajutător este montajul descris aici; el indică dacă și în ce măsură o persoană este relaxată. Autorul își denumește dispozitivul și detector de minciuni, ceea ce nouă nu ni se pare a fi un scop atât de pozitiv.

Modul de lucru al montajului se bazează pe o modificare a rezistenței pielii. Aceasta influențează frecvența oscilatorului unui generator de tact integrat, IC10. P1 servește la reglarea unei valori medii „neutrale". Semnalul de ieșire al lui IC10 (555) ajunge la IC8 (7490). Două impulsuri succesive ale lui IC10 con-

2



1



stituie o „fereastră în timp"; atâta timp cât fereastra este deschisă, numărătorul numără impulsurile produse de generatorul de tact IC9. C3 și R15 determină frecvența celui de al doilea oscilator. Conform fig. 2 se poate alege între valori diferite pentru a stabili frecvența în mod individualizat.

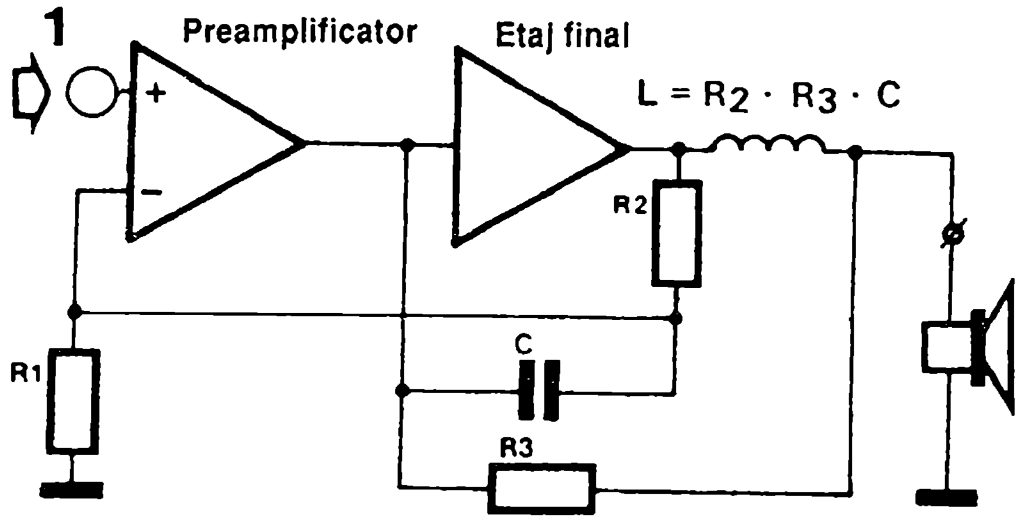
Drept senzori pot servi două inele metalice care se aplică pe două degete diferite ale unei mâini. Două fire stabilesc legătura dintre inele și punctele E1 și E2 ale montajului. Curentul absorbit de aparat măsoară maximum 400 mA. Pentru a evita ca montajul să acționeze ca un „scaun electric", trebuie utilizată o alimentare separată galvanic de rețea. Prin utilizarea bateriilor, acest pericol este exclus.

(J. Mulke)

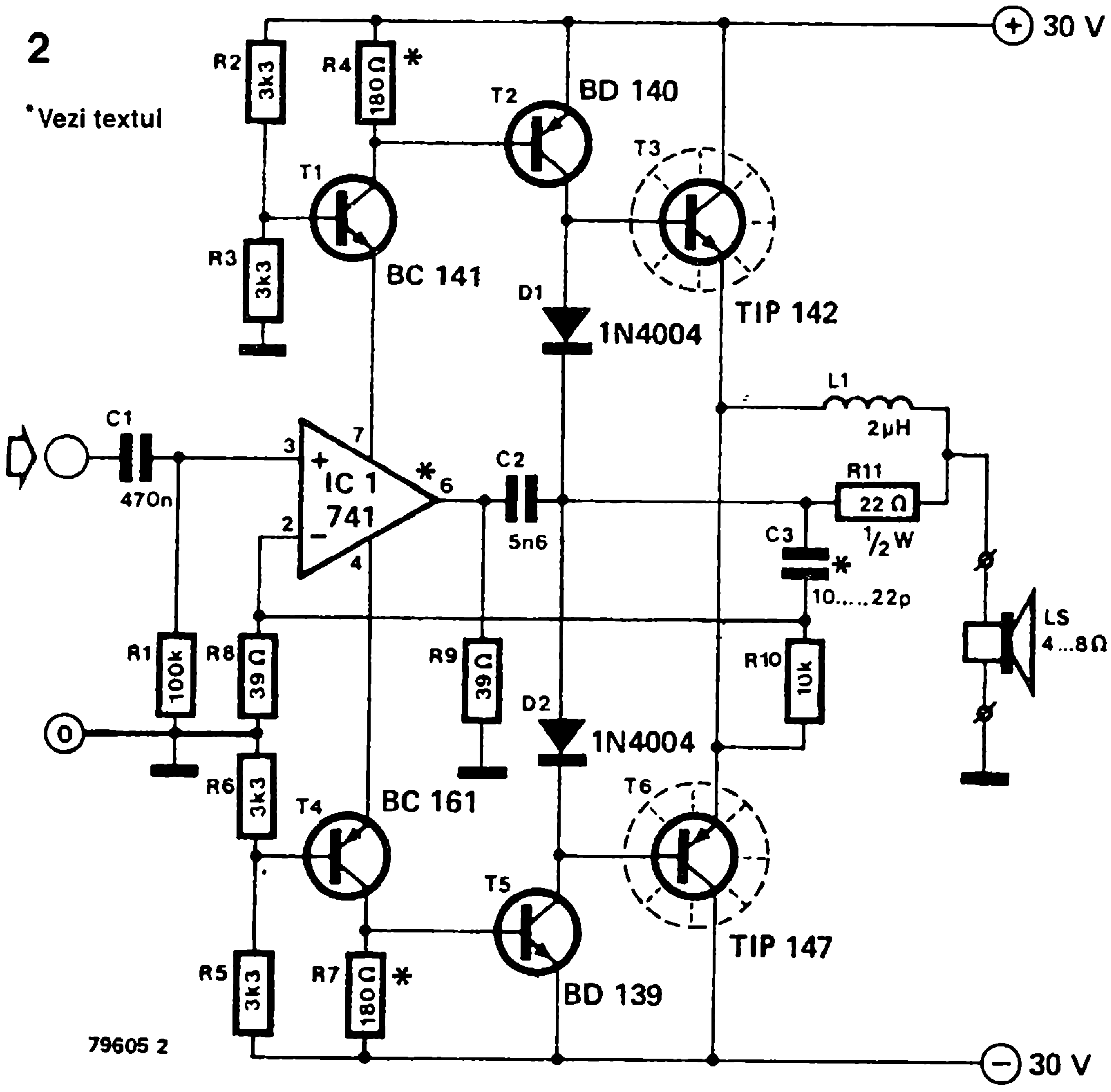
144 *Amplificator de curent dumping*

Principiul acestui amplificator a fost descris amănunțit, la timpul său, în Elektor (octombrie 1975, 10 - 42, și septembrie 1976, 9 - 38). Particularitatea acestui montaj constă în faptul că prin introducerea a patru componente pasive (R2, R3, L și C, vezi fig. 1), toate influențele perturbatoare având originea în comportamentul neliniar al etajului final sunt eliminate. Din acest motiv, montajul are la bază un etaj final de clasă B, cu toate avantajele sale.

1



2



Montajul din fig. 2 lucrează după principiul dumpingului de curent. După indicațiile autorului, el furnizează 99 W la 4 Ω. Coeficientul de distorsiune este de 0,006% la 1kHz și 60 W. Dacă se dispune de un aparat de măsură corespunzător, atunci C3 poate fi înlocuit printr-un trimer de 22 pF, care se reglează pe coeficientul de distorsiune minim.

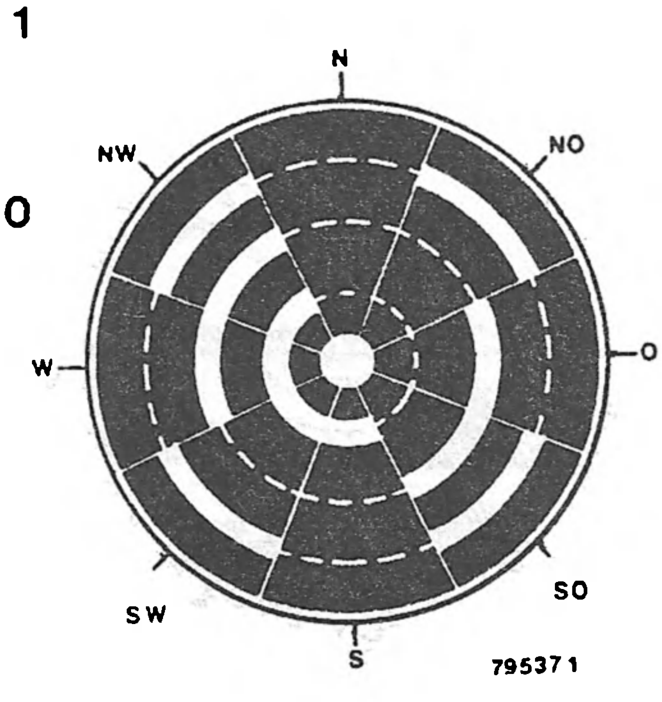
Pe lângă calitățile menționate, amplificatorul mai are o serie de avantaje ce rezultă din rapoartele de încărcare bine definite: etajul premergător lucrează pe o „sarcină aparentă" pur ohmică (R9). Pentru comanda etajului final (prin tranzistoarele de excitare T2 și T5), tranzistoarele T1 și T4 se găsesc în circuitele plus, respectiv minus, de alimentare ale lui IC1. În acest mod se îmbunătățește timpul de creștere (Slewing Rate) al lui 741. Se poate introduce pentru IC1 un tip mai rapid (de exemplu, LF357), atunci când R4 și R7 sunt astfel acordate, la curentul de repaus al acestui circuit integrat, încât tranzistoarele finale sunt pe punctul de a nu mai conduce nici un curent de repaus.

(G. Schmidt)

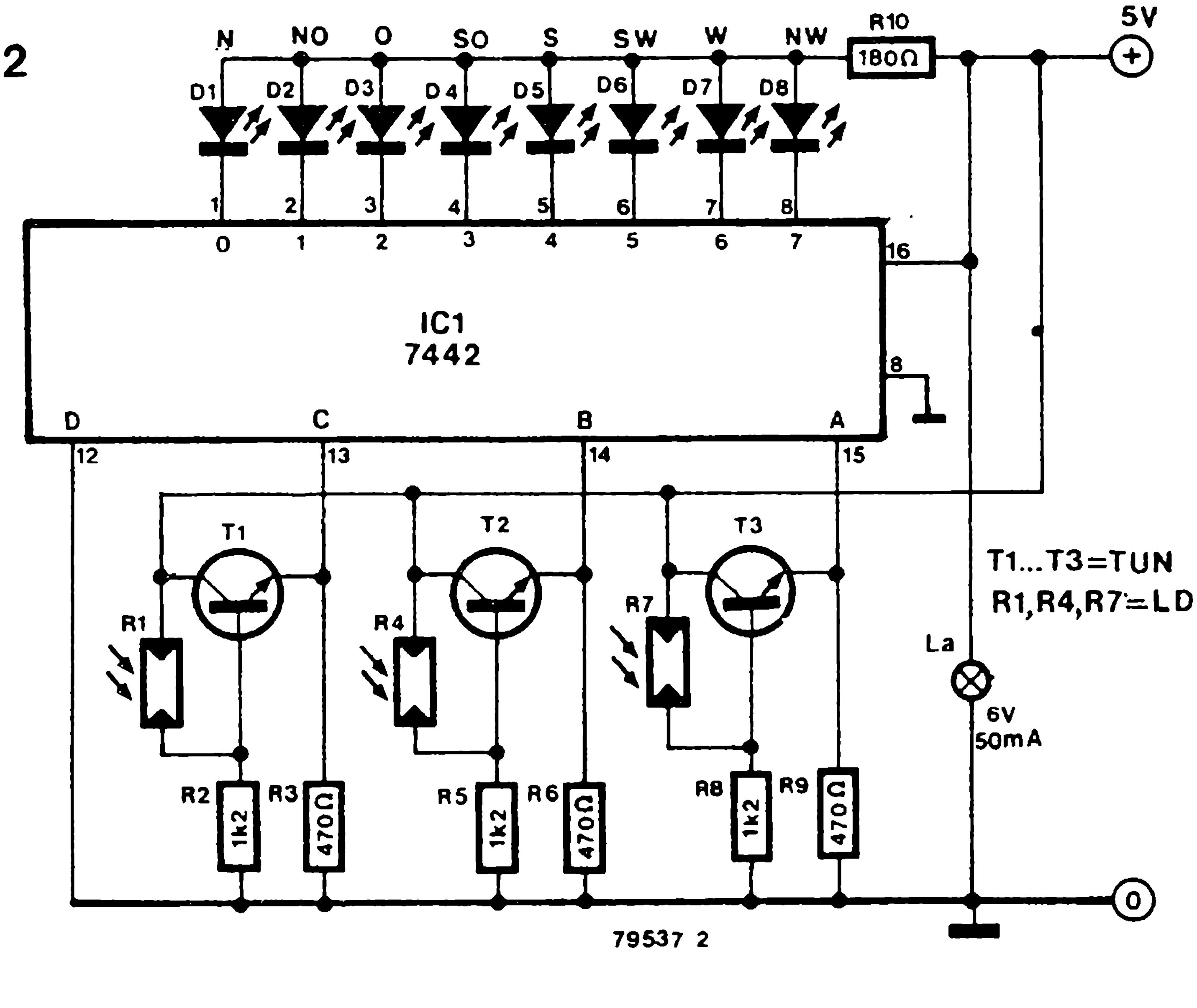
145 *Instrument de măsură a direcției vântului*

Ca receptor al valorii de măsurat la indicarea la distanță a direcției vântului se utilizează adeseori construcții mecanice cu contacte perie care sunt supuse unui proces relativ puternic de uzură. De aceea, aici a fost descrisă o altă cale. Girueta învârte un disc circular cu decupaje în formă de arce de cerc. Deasupra discului de amplasează o sursă de lumină; dedesubt se găsesc fotorezistențe. Felul în care sunt luminate aceste fotorezistențe depinde de poziția discului și, cu aceasta, de direcția vântului. Deoarece decupajele sunt ordonate într-un anume fel, care corespunde codului BCD,

1



2

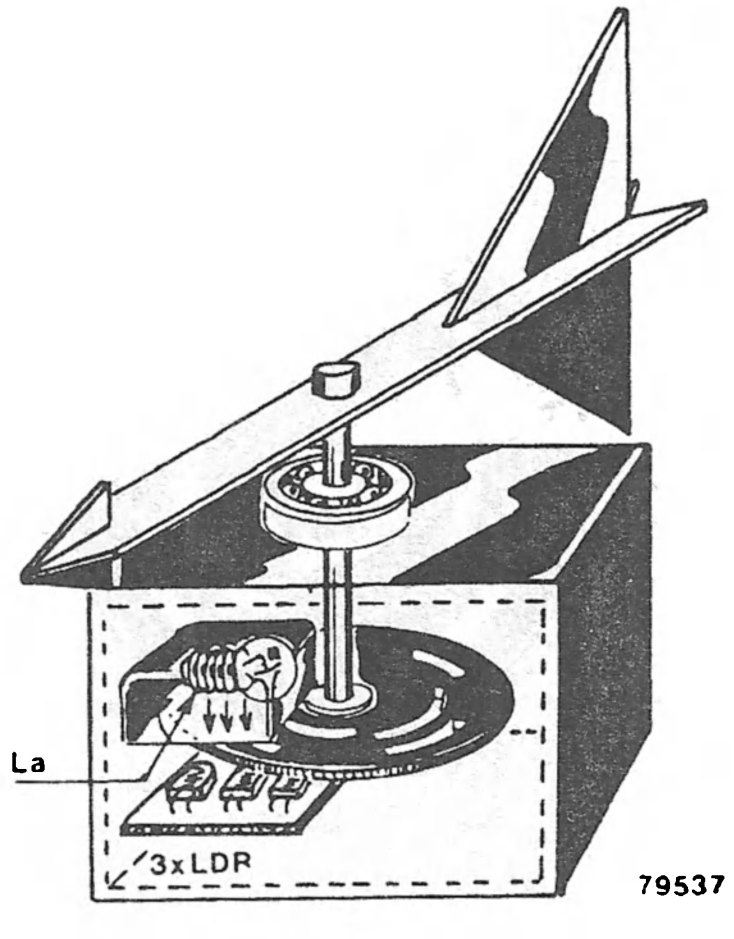


informațiile de la fotorezistențe pot fi convertite în semnale logice cu un decodor BCD/zecimal. Cele opt direcții ale vântului cărora le sunt asociate numere, codificate, în sistemul binar, între 0 și 7 (vezi tabelul), sunt indicate de 8 LED-uri.

Fig. 1 clasifică cum trebuie să arate un astfel de disc codificator. În fig. 3 este schițată construcția mecanică a giruetei, a discului codificator, a sursei de lumină și a fotorezistențelor LDR.

Montajul electronic corespunzător este prezentat în fig. 2. Dacă pe o fotorezistență nu cade nici o lumină, atunci tranzistorul corespunzător se blochează; intrarea decodorului IC1 se găsește la masă prin rezistența de 470 Ω („0" logic). Dacă din contră, LDR-ul este luminat suficient, tranzistorul conduce. Căderea de tensiune pe rezistența de 470 Ω este echivalentă cu un „1" logic. Circuitul integrat decodifică semnalele de intrare și comandă aprinderea LED-ului corespunzător. Dacă se aranjează LED-urile într-un arc în succesiunea corectă, atunci direcția vântului este indicată de o roză a vânturilor cu LED-uri.

3



Observații: *Când discul codificator stă pe domeniul limită între două direcții ale vântului, atunci, din cauza dispersiei luminii, este indicată o direcție falsă. De aceea este mai sigur ca în locul codului BCD să se utilizeze un așa-numit cod Gray. Cele opt direcții ale vântului sunt codificate după cum urmează: N = 000, NE = 100, E = 110, SE = 010, S = 011, SV = 111, V = 101 și NV = 001.*

Tabel

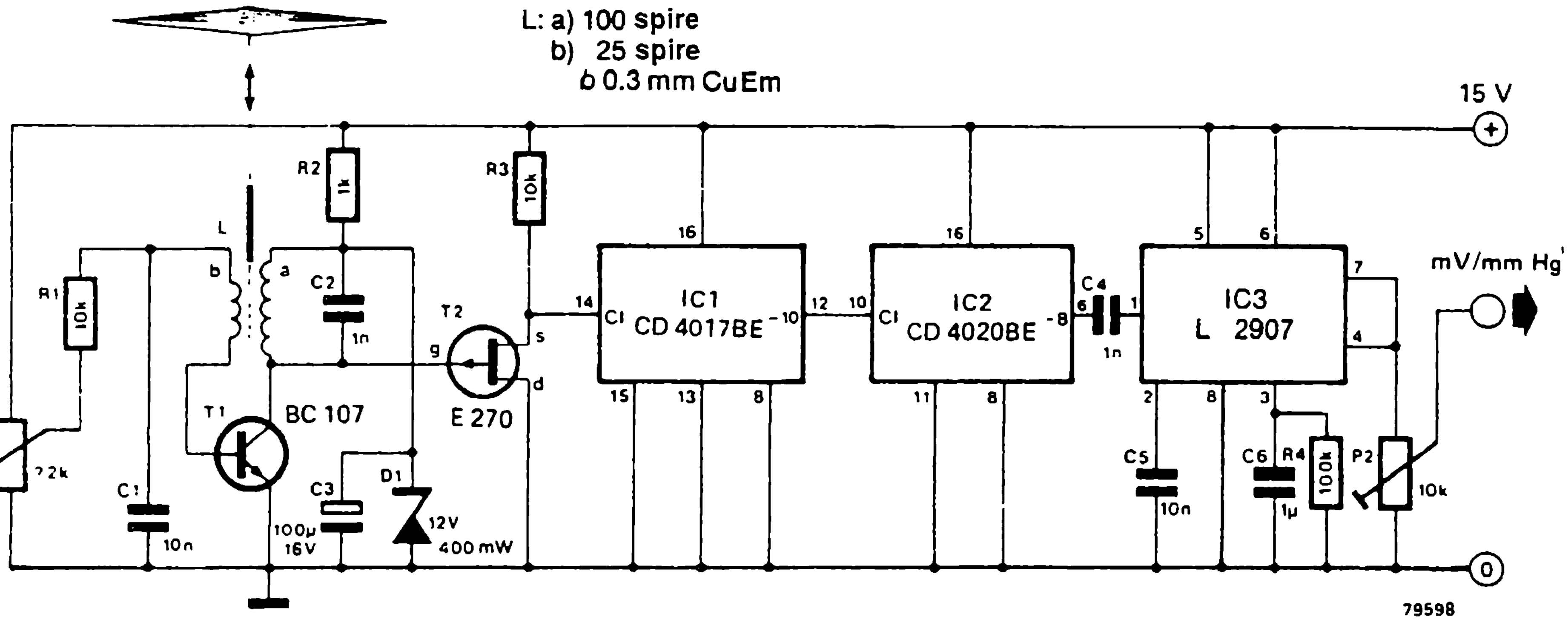
A	B	C	D	Direcția vântului	LED
0	0	0	0	NORD	D1
1	0	0	0	NORD-EST	D2
0	1	0	0	EST	D3
1	1	0	0	SUD-EST	D4
0	0	1	0	SUD	D5
1	0	1	0	SUD-VEST	D6
0	1	1	0	VEST	D7
1	1	1	0	NORD-VEST	D8

(D. Maurer)

146 *Convertor presiune atmosferică / tensiune*

Presiunea aerului este încă o mărime a cărei măsurare direct prin mijloace electronice dă erori mari. Un senzor de presiune potrivit, care să fie destul de sensibil, chiar și la variații reduse ale presiunii aerului, cu greu poate fi realizat. De aceea, autorul utilizează, în acest montaj, mecanismul unui barometru obișnuit, a cărui parte mobilă este legată cu un baston de ferită. Cu toate că mișcarea bastonului este foarte redusă, ea poate modifica inductivitatea unei bobine astfel încât să se poată obține din aceasta, prin mijloace electronice, suficiente informații despre oscilațiile presiunii aerului.

Bobina se găsește în montajul unui oscilator, astfel încât o mișcare a miezului de ferită atrage după sine o modificare a frecvenței oscilatorului. Un FET amortizează semnalul oscilatorului și-l conduce la divizorul zecimal 4017. Un circuit 4020 împarte încă o dată prin 8 semnalul de ieșire al acestuia, astfel încât frecvența ajunge în domeniul de lucru al circuitului LM2907. Circuitul LM2907 este un convertor frecvență - tensiune; tensiunea sa de ieșire este proporțională cu poziția bastonului de ferită și constituie o măsură a presiunii aerului.



Deoarece atât senzorul de presiune cât și oscilatorul au un domeniu de lucru limitat, tensiunea la ieșire oscilează și ea între anumite valori. Aceste limite depind de semnalul de presiune și de cuplajul său cu oscilatorul. Intrarea în oscilație a oscilatorului construit cu T1 poate fi reglată cu P1 și controlată prin tensiunea la ieșirea oscilatorului. Dacă frecvența de oscilație încă nu cade în domeniul de lucru al convertorului frecvență - tensiune, se poate încerca o corecție cu P1. Dacă aceasta nu este posibilă, trebuie modificată valoarea lui C2.

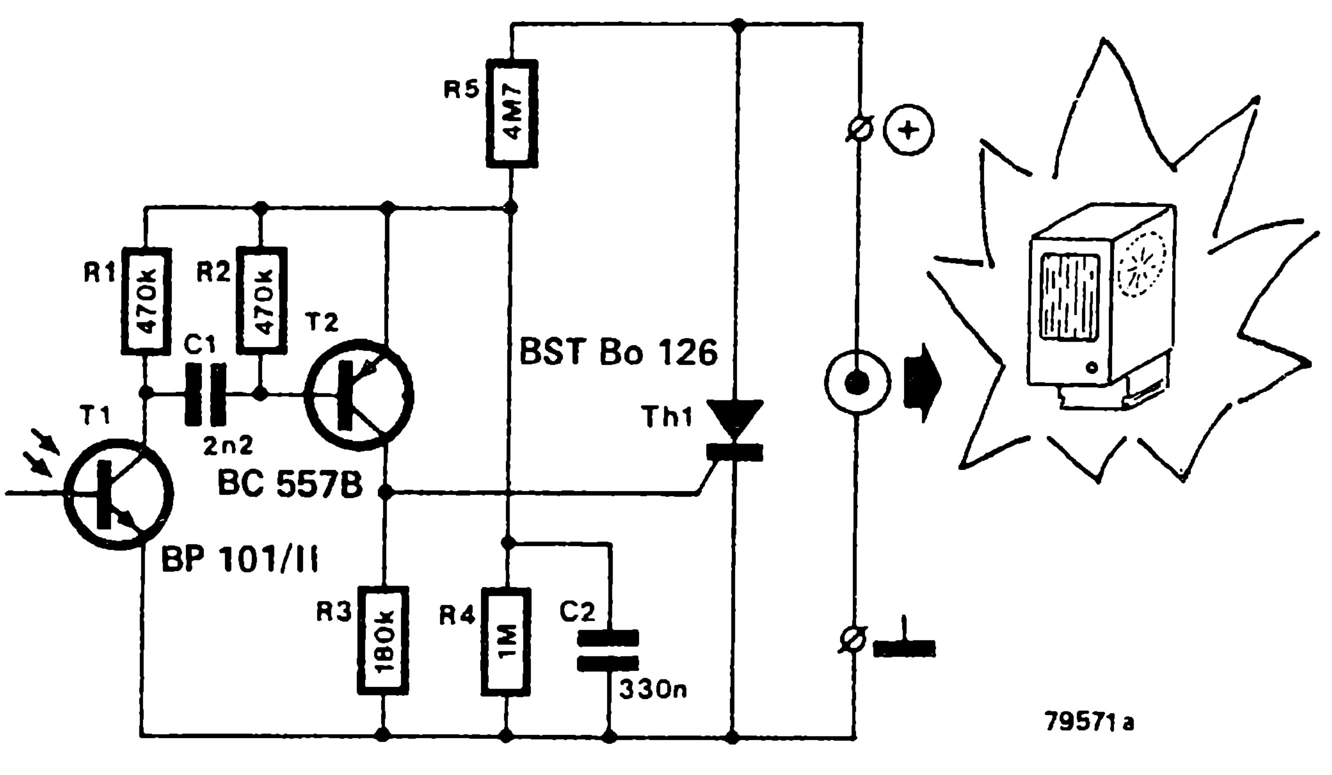
P2 servește la acordarea tensiunii de ieșire a aparatului la sensibilitatea aparatului indicator sau înregistrator.

(Y. Nijssen)

147 *Bliț auxiliar*

Cu ajutorul acestui dispozitiv se poate atașa un bliț auxiliar la un aparat ce dispune deja de un bliț. Este vorba de un bliț care se aprinde abia atunci când se aprinde și un altul – „blițul mamă". Se poate astfel fotografia cu mai multe surse de lumină, fără a ne lupta cu o încâlcitură de cabluri. Blițul auxiliar nu necesită nici o baterie de alimentare proprie, deoarece își preia curentul necesar de la blițul la care este conectat. La contactul fișei se găsește în general o tensiune de 150 ... 200 V. Cu R4 și R5 se obține din aceasta o tensiune de mărime convenabilă; C2 servește pentru filtrare. Deoarece curentul absorbit de montaj este de ordinul câtorva microamperi, sursa de tensiune a blițului mamă (baterie, acumulator) nu este încărcată la valoarea nominală.

Descărcarea luminoasă de la „blițul mamă" pe fototranzistorul T1 produce un salt de tensiune pe R1 care este condus prin C1 la T2.



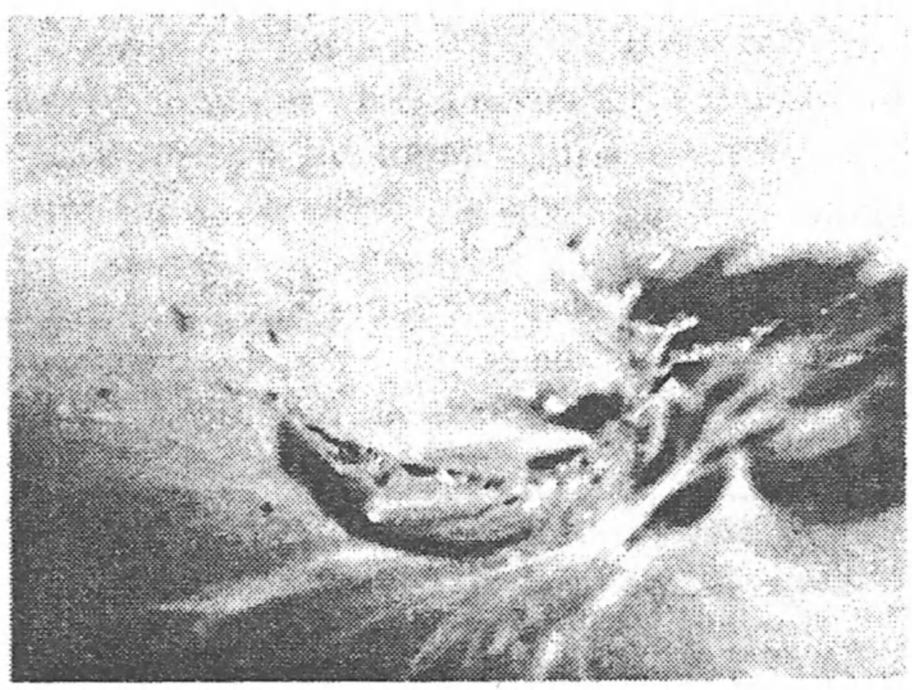
Impulsul amplificat triggerează tiristorul Th1 care aprinde blițul.

Montajul este astfel dimensionat, încât nu poate fi declanșat de lămpile normale cu incandescență, ci numai prin blițul mamă. Ca urmare a sensibilității ridicate, nu este necesar ca fototranzistorul să fie orientat către blițul mamă; el reacționează și la lumina reflectată. Este recomandabil ca fototranzistorul să fie totuși ecranat față de sursele de lumină prea puternice. Ca tiristor a fost utilizat tipul BStBo-126 (0,8 A / 400 V), dar pot fi utilizate și alte tipuri. În unele cazuri trebuie mărit și condensatorul C2, deoarece el furnizează cea mai mare parte a curentului de poartă. Conexiunea se realizează cel mai bine cu un cablu de prelungire pentru blițuri.

(F. Schäffler)

148 *Temporizarea blițului*

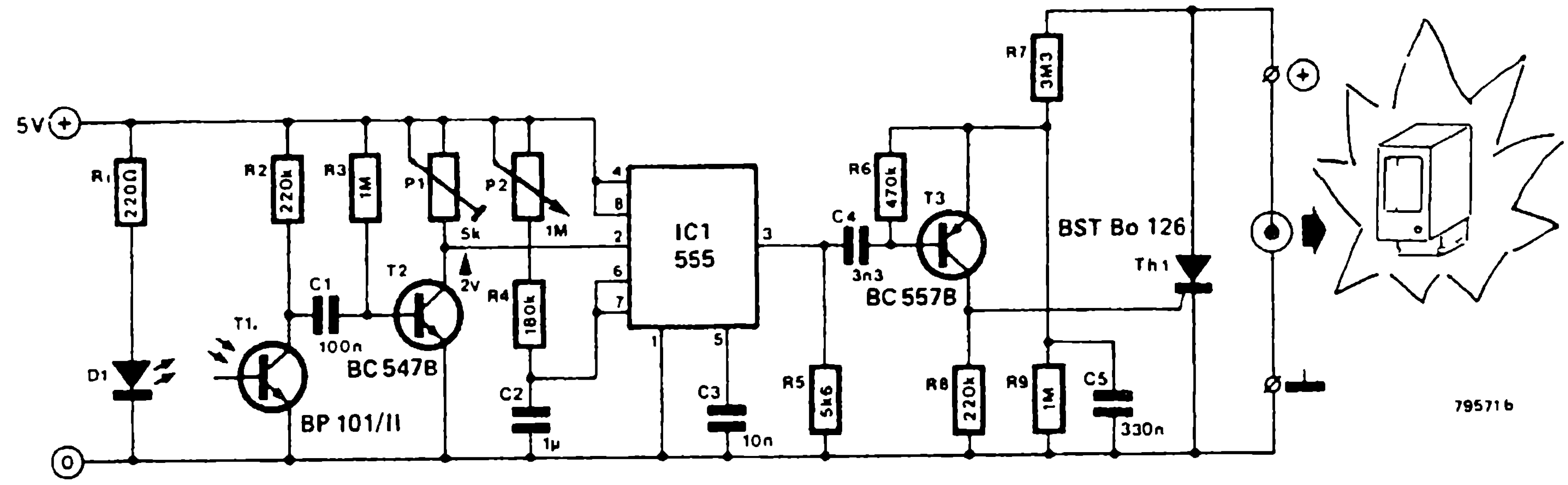
Un gen special de fotografie este acela obținut cu timpi de fotografiere extrem de mici. Rezultate ale acestei tehnici a văzut fiecare măcar o dată: un bec spart cu ciocanul sau picăturile formate la căderea unui obiect într-un lichid. Asemenea fotografii se pot face fără mari dificultăți prin metoda „blițului deschis". Se utilizează o încăpere complet întunecată și se deschide obturatorul aparatului. Iluminatul propriu-zis este realizat cu un bliț electronic ce permite un timp de iluminare foarte scurt (acest procedeu este valabil în special pentru aparatele foto cu bliț și calculator, atunci când ele sunt reglate pe cea mai mare diafragmă de lucru).



La acest procedeu problema este de a stabili exact momentul când trebuie aprins blițul. Pentru aceasta se poate introduce o automatizare. De exemplu, o picătură de apă trece printr-o barieră de lumină și este fotografiată după un timp (reglabil). Pentru această operație este utilizat acest montaj de temporizare bliț.

Bariera de lumină constă dintr-un LED D1 roșu și fototranzistorul T1. Atunci când, ca în exemplul nostru, o picătură de apă întrerupe lumina, apare un salt de tensiune pe R2 care ajunge prin T2 la intrarea trigger a releului de timp integrat IC1. Dacă timpul de întârziere a trecut, la ieșirea lui IC1 (pin 3) apare un front descrescător care prin T3 comandă tiristorul Th1, care la rândul său aprinde blițul. În locul tipului indicat în schema montajului, pot fi utilizate și alte tiristoare (0,8 A / 400 V). Poate fi necesar să se aleagă valori mai mari sau mai mici pentru condensatorul C5. Cu P1 se reglează la circa 2 V tensiunea continuă de la colectorul lui T2.

Perioada de temporizare se reglează cu



P2. Pentru dimensionarea dată, domeniul de reglaj este cuprins între 0,25 ... 1,3 secunde. Prin modificarea valorilor lui R4 și C2 se poate adapta temporizarea la necesități. Perioada de temporizare rezultă aproximativ din ecuația: $t = 1{,}1 \cdot R \cdot C2$, unde R rezultă din montarea în serie a lui P2 și R4. Valoarea lui R4 ar trebui să fie de cel puțin 1 k.

Cea mai importantă parte a construcției este bariera de lumină; construcția ei depinde de domeniul de utilizare a aparatului. Se obține o sensibilitate maximă atunci când LED-ul și fototranzistorul sunt montate cât mai aproape unul de altul. Pentru a evita ca lumina LED-ului să cadă pe obiectiv, bariera de lumină ar trebui să fie ecranată.

(F. Schäffler)

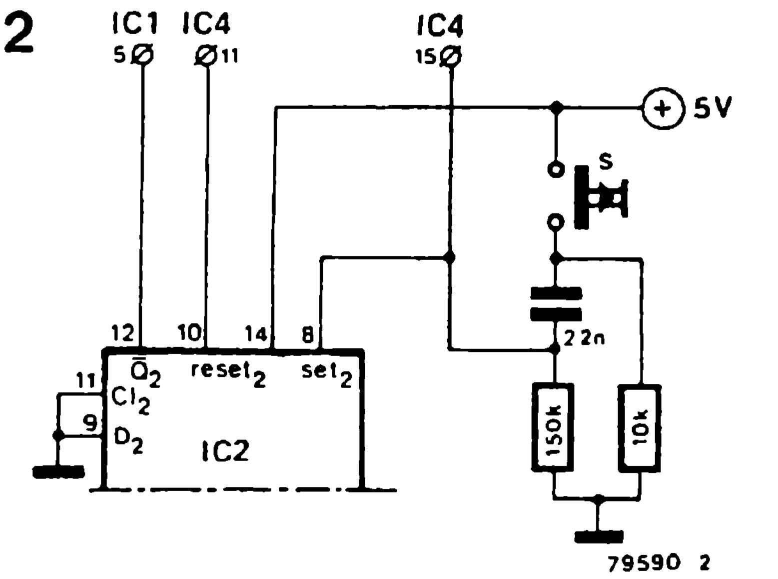
149 *Sonerie cu sunet de cimpoi*

Soneriile, în toate modelele și formele, încă reprezintă o temă în care se mai poate imagina câte ceva. Aici este descrisă o sonerie care, după apăsarea butonului, produce o serie de sunete muzicale ce reproduc sunetele unui cimpoi. Ele nu corespund prea mult gustului nostru, dar există cu siguranță o serie de amatori care au amânat până acum construcția unei sonerii proprii și așteaptă nostalgici un proiect util de sonerie-cimpoi. Amatorii au remarcat deja cu siguranță că acest montaj prezintă ca particularitate „un montaj DKU". Indiferent dacă se apasă scurt sau lung, semnalul sună totdeauna timp de 2 secunde; acest lucru este avantajos în special când ești căutat regulat acasă de un om răbdător, care ține apăsat butonul până i se deschide.

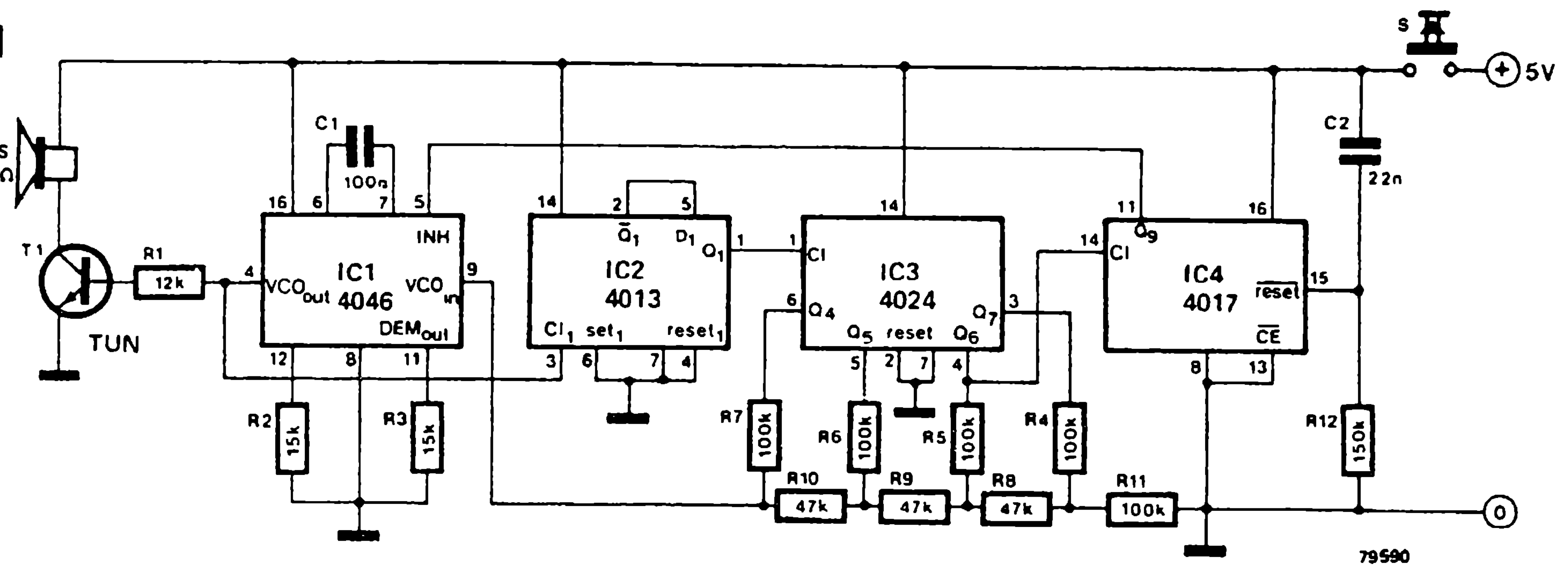
Schema (fig. 1) arată că pe lângă cele patru circuite integrate sunt necesare doar puține componente pentru această sonerie originală. Un circuit integrat IC1 (4046) este utilizat ca oscilator liber. Frecvența sa rezultă din valorile lui R3 și C1 și este de circa 800 Hz la dimensionarea dată. Semnalul de ieșire al oscilatorului ajunge printr-un etaj simplu de amplificare (T1) la un difuzor. În plus, el comandă un divizor (IC2) a cărui ieșire duce la un divizor binar de tipul 4024 (IC3). Aici se obține, de exemplu, cu un circuit R/2R, o tensiune în scară care (prin pinul 9 al lui IC1) modifică frecvența oscilatorului; prin aceasta rezultă efectul dorit – de cimpoi.

Montajul DKU pomenit constă dintr-un releu de timp (IC4), care oprește oscilatorul atunci când tensiunea în trepte a atins valoarea finală. R12 și C2 produc un impuls reset automat la următoarea apăsare a butonului soneriei.

2



1



Observații ale redacției

Montajul conceput de autor conține într-adevăr un circuit contra sunetului de durată, însă la o apăsare foarte scurtă pe butonul (S) montajul nu ține cont de nici o regulă. Dacă se eliberează butonul, tensiunea de alimentare este deconectată, iar melodia la cimpoi este înăbușită în fașă. Răul este însă ușor de înlăturat dacă tensiunea de alimentare rămâne conectată. Din cauza utilizării circuitului integrat CMOS, consumul de curent la repaus este în interiorul limitei admisibile. Cu multivibratorul bistabil încă nefolosit al lui IC2, montajul poate fi comandat în așa fel încât și după o scurtă apăsare pe butonul S, melodia să se consume până la ultima notă. Montajul din fig. 1 trebuie atunci modificat astfel:

– o punte înlocuiește butonul S;
– se renunță la C2 și P12;
– legătura între pin 11/IC4 și pin 5/IC1 se întrerupe.

Montajul este adaptat corespunzător figurii 2.

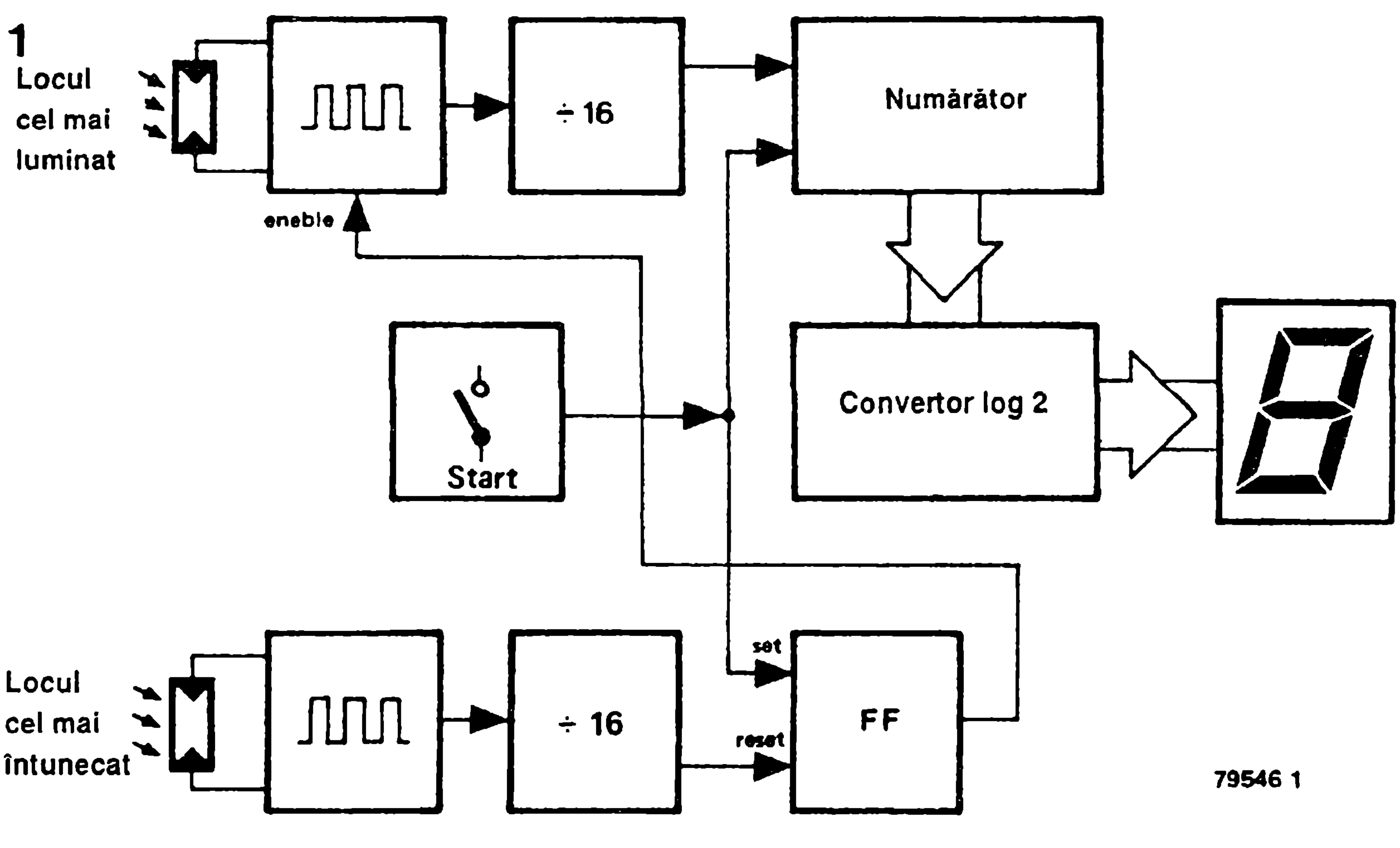
(S. Halom)

150 *Aparat digital de măsurare a contrastului*

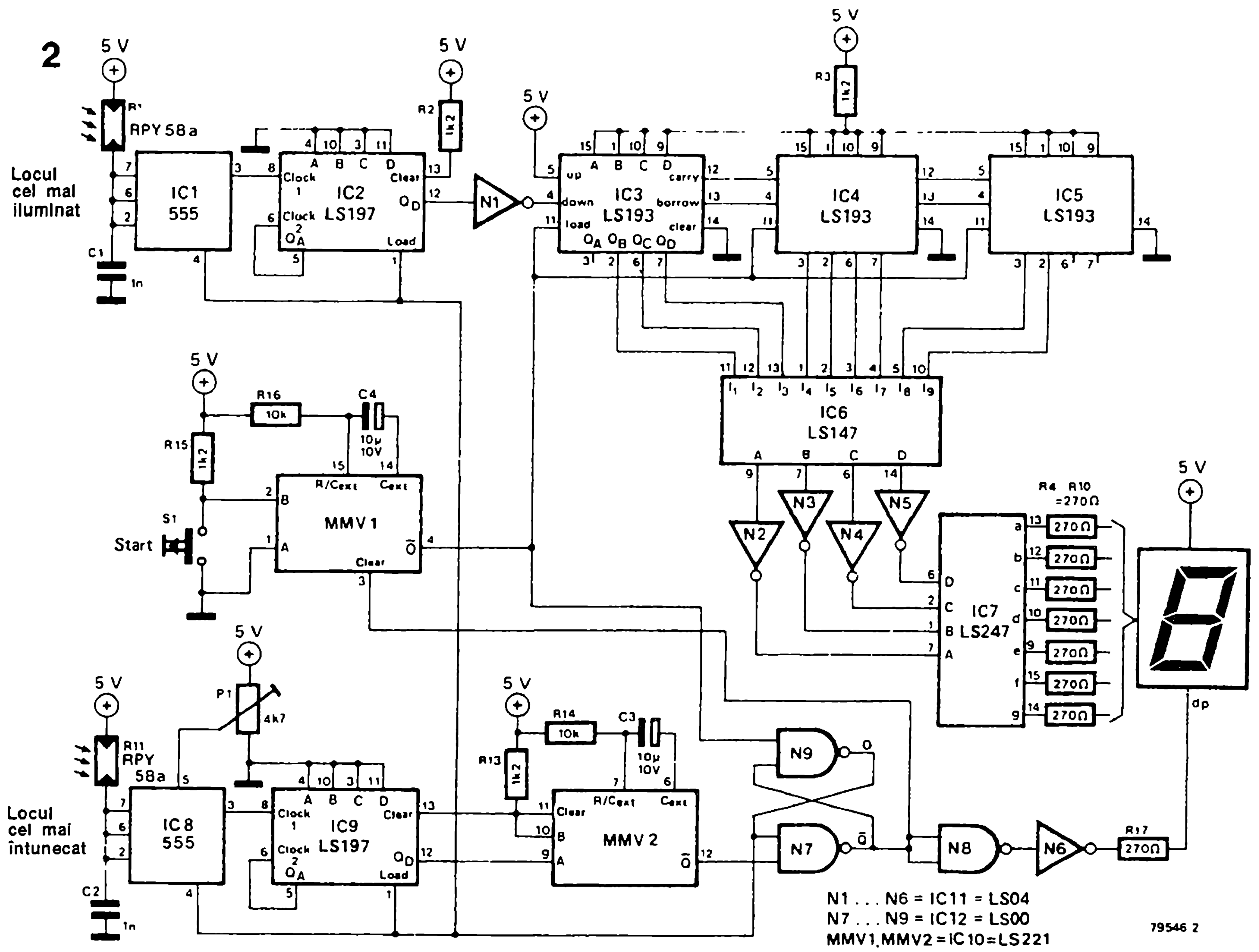
La mărirea fotografiilor în laborator trebuie să avem în vedere în special două lucruri: densitatea și mărimea contrastului negativului. În timp ce densitatea este importantă pentru timpul de expunere, contrastul determină gradația necesară a hârtiei. Prin contrast se înțelege raportul de luminozitate între tonalitățile cele mai luminoase și cele mai întunecate ale negativului. Dacă se formează din acest raport numeric logaritmul în baza 2, atunci se obține contrastul negativului în indici de expunere. Dacă de exemplu tonalitatea cea mai puțin întunecată a unui negativ în comparație cu cea mai întunecată lasă să treacă de 8 ori mai multă lumină, atunci negativul are un contrast de trei indici de expunere (deoarece 3 este logaritmul lui 8 în baza 2, sau altfel spus: $2^3 = 8$).

Acest aparat măsoară contrastul cu ajutorul a două fotorezistențe (LDR) și prezintă rezultatul nemijlocit în indici de expunere pe un afișaj cu șapte segmente. Modul de lucru al aparatului este ilustrat în schema bloc din fig. 1. Frecvența cu care oscilează oscilatorul dreptunghiular depinde de intensitatea luminoasă care acționează asupra fotorezistenței. Ambele oscilatoare sunt urmate de câte un divizor de frecvență cu factor de divizare 16. Impulsurile de ieșire ale divizorului de sus, care este destinat părții cu cea mai mare luminozitate, sunt numărate de un numărător într-un interval de timp determinat. Durata acestui interval de timp depinde de frecvența de ieșire a divizorului de jos și

1



2



cu aceasta de valoarea luminozității părții din negativ cu cea mai mică luminozitate. În acest mod se obține raportul frecvențelor celor două oscilatoare ca rezultat al numărării, exprimat în formă binară; acesta este totuși egal cu raportul luminozității între părțile extreme din punct de vedere al luminozității negativului.

Raportul exprimat sub formă binară trebuie acum transformat în logaritmul lui în baza doi, înainte de a putea fi afișat în indici de expunere pe afișaj. Această transformare este efectuată de convertorul ^{2}log.

Din montaj (fig. 2) reiese că oscilatoarele dreptunghiulare sunt construite cu releul de timp integrat 555; restul de circuite integrate aparțin familiei TTL LS. IC2 și IC9 sunt divizoare de frecvență cu 16. Numărătorul care furnizează numărul raport constă din IC3, IC4 și IC5. Este vorba de un numărător binar lucrând cu logică negativă care, începând cu poziția maximă a numărului, numără înapoi. De aceea, înaintea fiecărui ciclu de măsurare, numărătorul nu primește nici un impuls reset ci un impuls de inițializare. Deoarece toate intrările paralele se găsesc în starea „1" logic, numărătorul este setat pe poziția cea mai înaltă. Impulsurile de numărat sunt conduse la intrarea „Down".

Modul de lucru ales pentru numărător își are motivația în modul de lucru al convertorului ^{2}log; acesta lucrează de asemenea cu logică negativă. IC6 servește drept convertor. Circuitul integrat este de fapt un convertor cu 4 biți zecimal lucrând după prioritățile BCD, la care bitul cu cea mai mare valoare de la intrare determină numărul codificat BCD care apare la ieșire. Toate semnalele de intrare și de ieșire sunt inversate suplimentar în circuitul integrat, astfel încât acesta lucrează cu logică negativă. Numerele binare reale sunt transformate în logaritmul lor în baza 2; să clarificăm acest lucru printr-un exemplu:

Când în numărătorul IC3 ... IC5 numărul 8 există în formă binară, toate celelalte intrări ale lui IC6, cu excepția intrării 13, sunt în starea „1" logic! (numărătorul lucrează cu logică negativă); IC6 stabilește cel de al treilea bit ca bitul cu cea mai înaltă poziție care este zero; la ieșirile sale apar de aceea echivalentul binar (inver-

sat) al numărului zecimal 3. Așa cum s-a remarcat deja, 3 este logaritmul lui 8 în baza 2. Cu aceasta, transformarea dorită a avut loc.

După numărătorul în baza 16, IC9, urmează un monostabil; el produce un impuls care resetează bistabilul RS format din N6 și N7 după fiecare ciclu de măsurare. Un alt monostabil, comandat de butonul de start S1, furnizează impulsul de setare pentru începerea ciclului de măsurare. În timpul unui ciclu de măsurare se aprinde virgula zecimală a display-ului cu 7 segmente.

IC6 este decodorul BCD necesar pentru comanda display-ului cu 7 segmente. Deoarece semnalele de ieșire ale lui IC6 urmăresc logica negativă, ele trebuie inversate mai întâi de N2 ... N5. Afișajul trebuie să posede o bornă comună a anozilor (de exemplu hp 5082-7750, CQ 91A, FND 557). Ca senzori de măsurare pot fi utilizate doar fotorezistențe speciale pentru măsurători. Acesta este cazul, de exemplu, pentru tipul dat în montaj. Cele două oscilatoare trebuie reglate în așa fel încât, la o iluminare egală a fotorezistențelor, să oscileze pe cât posibil cu aceeași frecvență. Frecvența poate fi modificată grosier prin alegerea altor valori pentru C1, respectiv C2; reglajul fin se face cu potențiometrul P1.

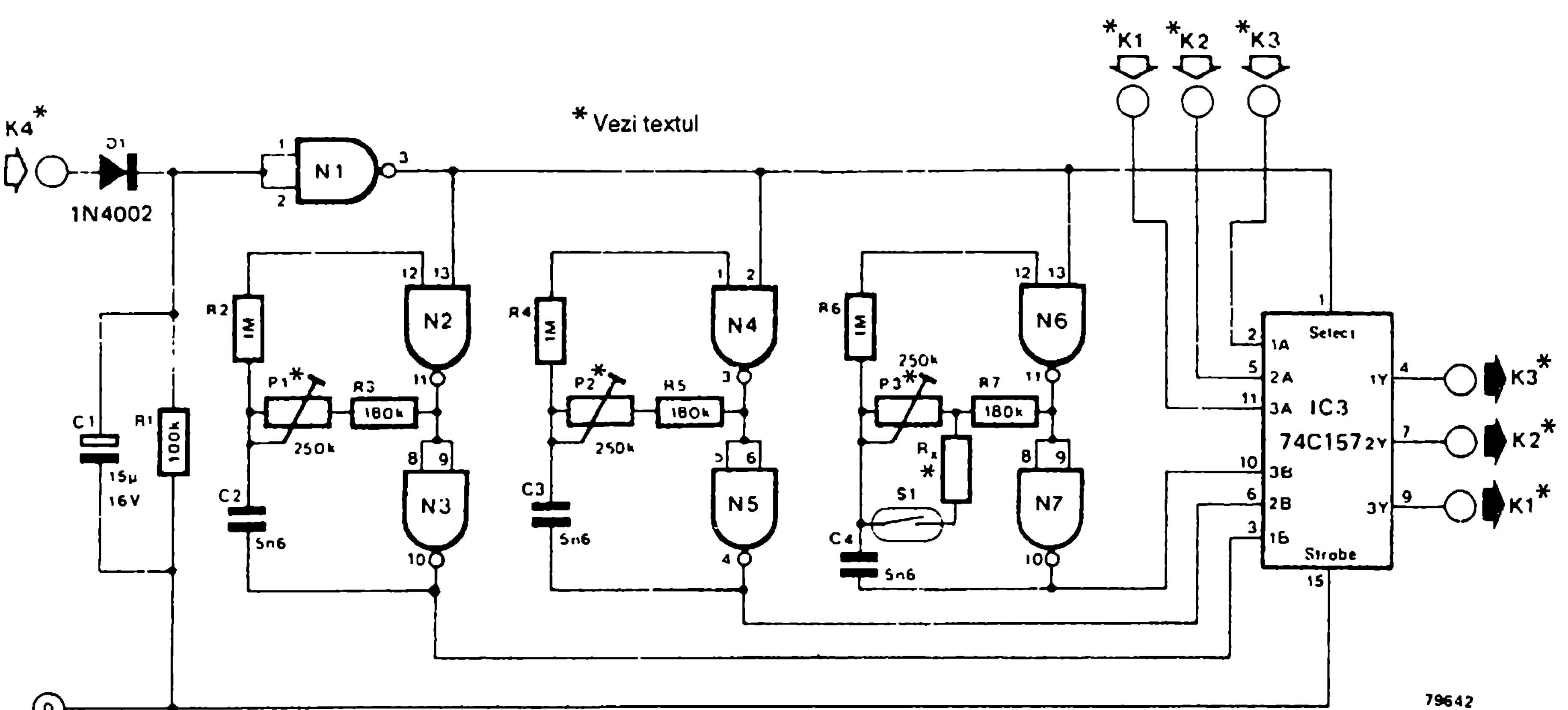
(J. van Dijk)

151 Comandă de avarie pentru aeromodele

Dacă la un aeromodel comandat prin radio apare o defecțiune în emițător sau în receptor, atunci modelul nu mai ascultă de comenzi. În cel mai bun caz cade în apropierea „pilotului" său; cu puțin ghinion însă rămâne în aer și zboară mai departe pentru a se pierde pentru totdeauna. Acest montaj exclude această ultimă posibilitate, permițând un zbor lin, astfel încât în multe cazuri poate fi evitată chiar și aterizarea forțată.

Montajul lucrează la căderea tensiunii de ieșire a receptorului. Atunci când emițătorul și receptorul lucrează corect, impulsurile de comandă recepționate determină deviația servo-mecanismului; însă imediat ce aceste semnale de comandă dispar, montajul fixează servomecanismele într-o poziție prestabilită, cu ajutorul a trei multivibratoare.

Un servomotor este comandat prin impulsuri care în poziția de mijloc au lățimea de 1,5 ms, iar pozițiile extreme, în funcție de fabricant, au o lățime de 1 ms, respectiv 2 ms. Intrarea K4 este conectată la ieșirea receptorului. Semnalele receptorului pentru profundoare și derivor, ca și pentru bobina motorului, ajung la intrările K1, K2 și K3; ieșirile corespunzătoare sunt legate cu servomotoarele respective. Atâta timp cât K4 primește impulsuri, multiplexorul (IC1)



N1 .. N3 = IC1 = 4011
N4 ... N7 = IC2 = 4011

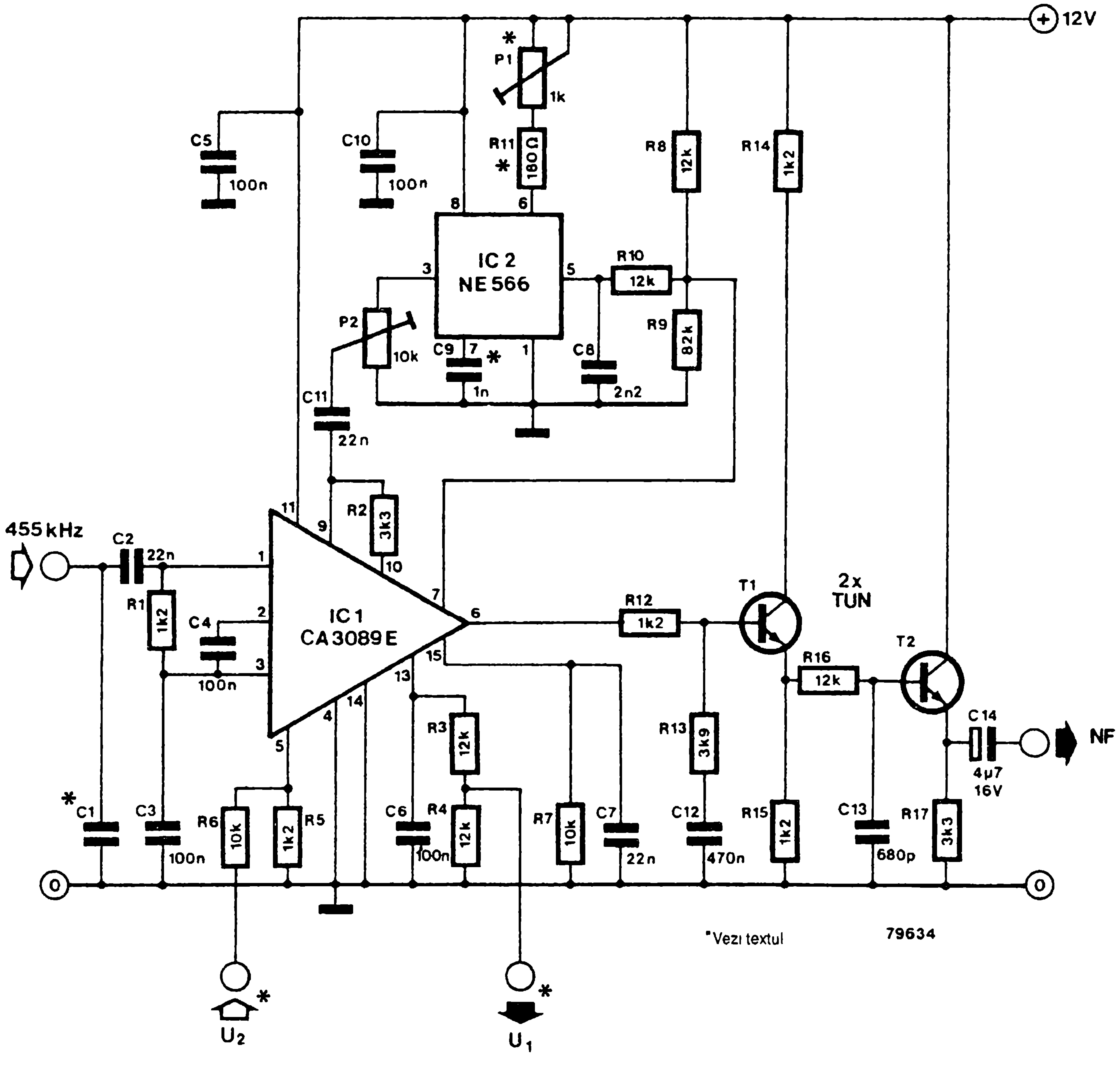
leagă intrările K1, K2 și K3 cu ieșirile. În cazul în care K4 nu mai primește impulsuri, atunci multiplexorul comută ieșirile pe trei oscilatoare. Acum pozițiile P1, P2 și P3 (potențiometru cu pivot) determină poziția servomecanismelor. În paralel cu P3 (poziția profundoarelor) se găsește rezistența Rx și un comutator cu mercur, care trebuie amplasat în așa fel în aparat, încât să conecteze la un zbor cu un unghi de coborâre de peste 10° . Poziția profundorului este determinată de rezistența Rx (10 ... 200 k).

(W. van Staeyen)

152 PLL cu CA3089

Pentru aceia care doresc să-și construiască singuri un receptor FM, acest montaj poate fi o delectare. Cunoscutul circuit integrat CA 3089 nu mai este utilizat aici ca amplificator FI (demodulator), ci ca parte a unui filtru PLL (Phase Locked Loop = buclă cu calare pe fază). Prin aceasta, prețul aparatului crește puțin, iar montajul este ceva mai complicat, însă rezultatele obținute compensează din plin acest dezavantaj. Așa cum este dimensionat aici, montajul poate fi utilizat într-un „dublu-super" pe o frecvență medie de 455 kHz fără a mai fi nevoie de un amplificator FI / demodulator FM.

Condensatorul C1 „curăță" mai întâi sem-



nalul de intrare (455 kHz) de armonicile superioare nedorite, care pot deranja modul de lucru al PLL-ului. Deoarece acțiunea capacității depinde de construcția etajului de mixaj, care realizează trecerea de la 10,7 MHz la 455 kHz, valoarea ei nu poate fi dată explicit. Filtrarea poate lipsi atunci când semnalul de intrare este suficient de curat.

Circuitul integrat IC1 (CA 3089) amplifică mai întâi semnalul FI și-l limitează apoi la o valoare de circa 300 mV. El ajunge apoi pe detectorul în cvadratură existent în circuitul integrat. Cu tensiunea de ieșire U1 poate fi comandat un indicator de acord. Ieșirea CAF-ului (control automat al frecvenței) - pin 7 - din IC1 furnizează tensiunea stabilizată pentru oscilatorul comandat în tensiune. Divizorul de tensiune R8/R9 preia reglajul tensiunii continue de la IC2. Atenuarea impulsurilor perturbatoare este realizată de filtrul trece-jos R10/C8.

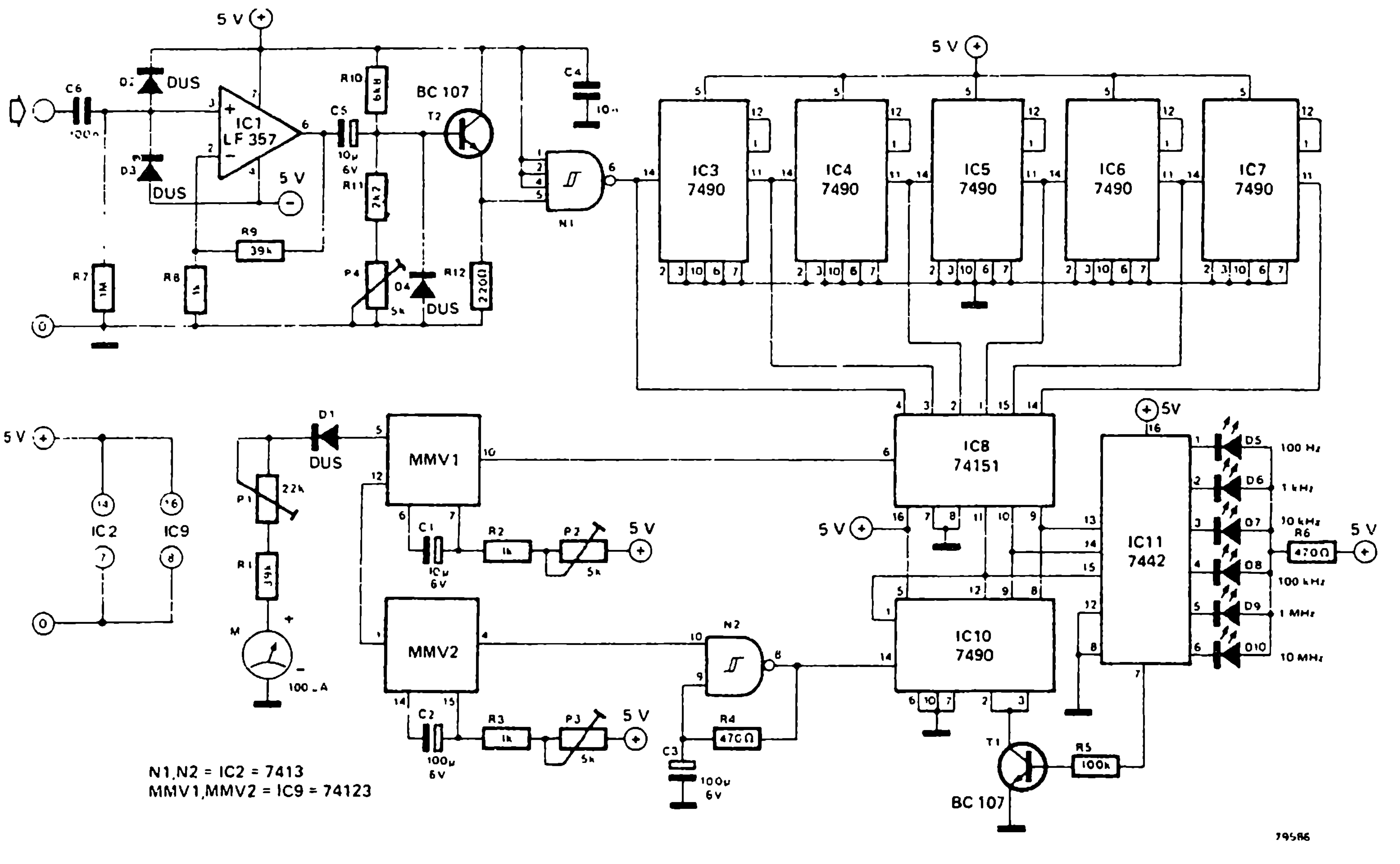
Pentru a obține o liniaritate și o stabilitate bună a fost utilizat drept oscilator comandat în tensiune un tip modern de circuit integrat (NE 566 - IC2). Pentru stabilitatea amplificatorului comandat în tensiune sunt decisive elemente constructive care determină frecvența. De aceea ar trebui utilizat un potențiometru metalo-ceramic pentru P1, o rezistență cu peliculă metalică pentru R11 și un condensator multistrat (tip NPO), toate cu o dependență redusă față de variațiile de temperatură. La pinul 3 al lui IC2 apare o tensiune în impulsuri de formă dreptunghiulară de circa 5,4 V, care este redusă la circa 0,3 V printr-un divizor de tensiune reglabil (P2). Această tensiune ajunge în IC1 la intrarea detectorului în cuadratură. Prin aceasta montajul devine un circuit de reglare închis.

La ieșirea 6 a lui IC1 avem la dispoziție semnalul demodulat. Pentru atenuarea zgomotului se poate aplica o tensiune pozitivă U2, prin aceasta atenuându-se semnalul de ieșire audio. Printr-un filtru trece-jos, semnalul FI ajunge în cele din urmă la ieșire, la care se poate conecta fără probleme un decodor stereo oarecare.

(J. Deboy)

153 *Frecvențmetru analogic*

Aparatul prezintă ca particularitate un indicator analogic. El are șase domenii de măsurare (100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz și 10 MHz) cu selectare automată a domeniului.



Semnalul de intrare adus la un nivel logic TTL prin IC1, N1 și T2, ajunge la o serie de cinci divizoare cu 10 (IC3 ... IC7). La un semnal de intrare cu o frecvență maximă de 10 MHz apare, la una din ieșirile circuitelor integrate divizoare, un semnal cu o frecvență cuprinsă între 10 Hz și 100 Hz. Partea analogică a montajului (MMV1, instrumentul și montajul anexă) este dimensionată pentru acest semnal; instrumentul magneto-electric M are indicația maximă la 100 Hz.

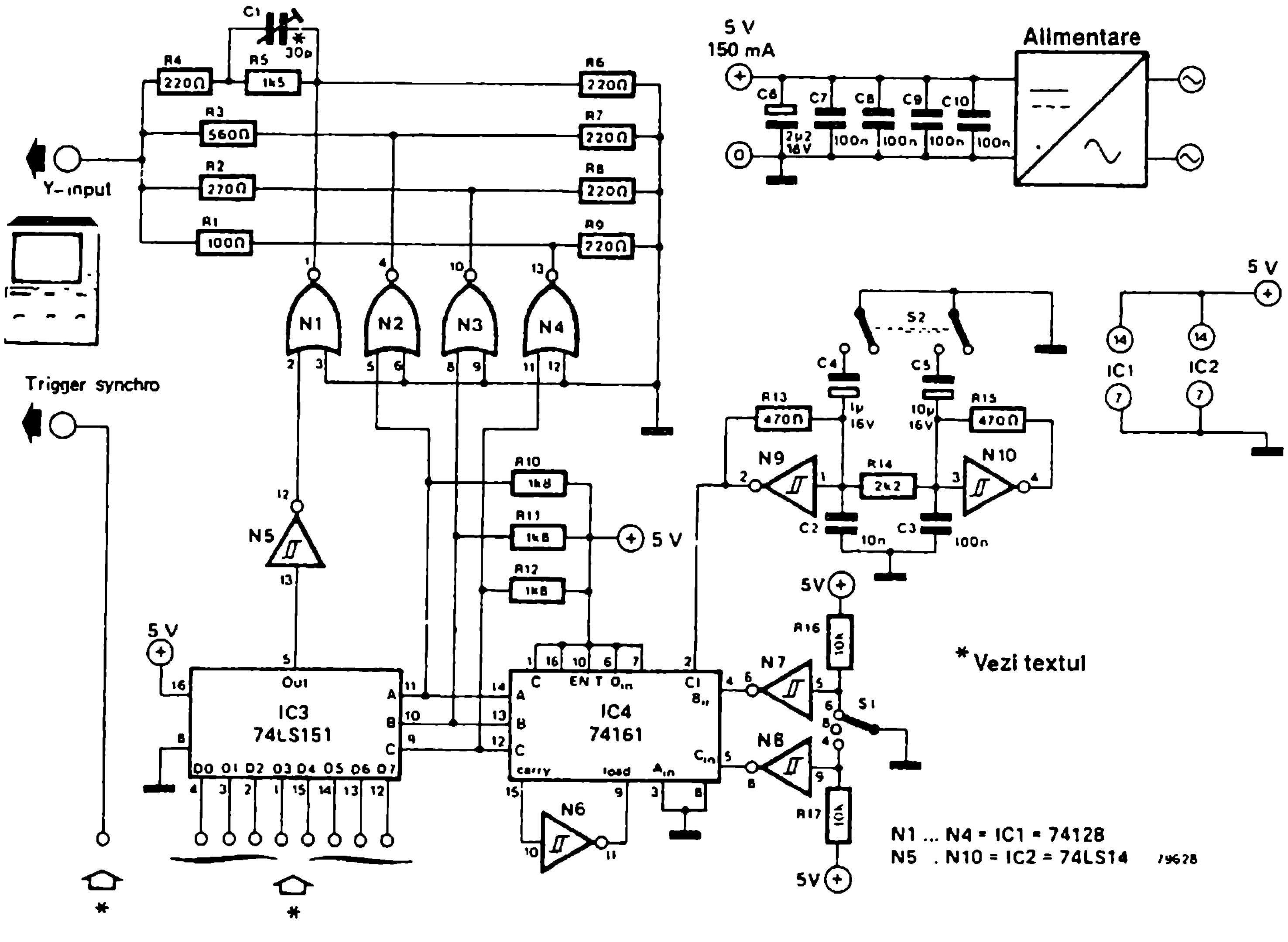
Cu ajutorul multiplexorului IC8, montajul caută acea ieșire de divizor care furnizează frecvența dorită. Multiplexorul conduce succesiv la ieșire toate semnalele sale de intrare, de unde ele ajung la divizorul IC10. Acest proces de selecție se întrerupe abia atunci când la ieșirea lui IC8 (pin 6) apare o frecvență cuprinsă între 10 și 100 Hz. Dacă frecvența este sub 10 Hz, atunci multivibratorul monostabil MMV1 nu este triggerat. Ca urmare, oscilatorul construit cu N2 produce impulsuri de comandă pentru multiplexor care ajung la acesta prin IC10 și-l determină să comute mai departe pe intrarea următoare. Dacă frecvența este mai mare de 100 Hz, atunci se derulează procese similare cu cele descrise mai înainte. Oscilatorul N2 se oprește abia atunci când frecvența semnalului de ieșire al multiplexorului este cuprinsă între 10 și 100 Hz, deoarece multivibratorul monostabil MMV2 este triggerat prin MMV1; oscilatorul nu mai generează semnal.

Semnalul de ieșire al multiplexorului ajunge la indicator. LED-urile D5 ... D10 indică ce ieșire de divizor este conectată. Pentru reglarea montajului, P3 și P4 se rotesc în poziția mijlocie, P1 în poziția cu valoare maximă, iar P2 în cea cu valoare minimă. La intrare există un semnal de 100 Hz cu o amplitudine de cel puțin 1 V. P3 trebuie reglat în așa fel încât LED-urile să se aprindă succesiv (aceasta indică funcționarea multiplexorului). P2 se reglează astfel încât LED-ul D5 să se aprindă pentru o frecvență de 100 Hz. Instrumentul magneto-electric poate fi reglat la indicația maximă cu P1. În final se mai poate optimiza sensibilitatea amplificatorului de intrare cu ajutorul lui P4.

(H. Bichler)

154 Analizor logic

Cu toate că sub denumirea de „analizor logic" se înțelege de cele mai multe ori un alt tip de aparat, montajului de față i s-a dat aceeași denumire. Motivul este faptul că el poate face vizibile pe un osciloscop stările logice ale mai multor puncte dintr-un montaj digital.



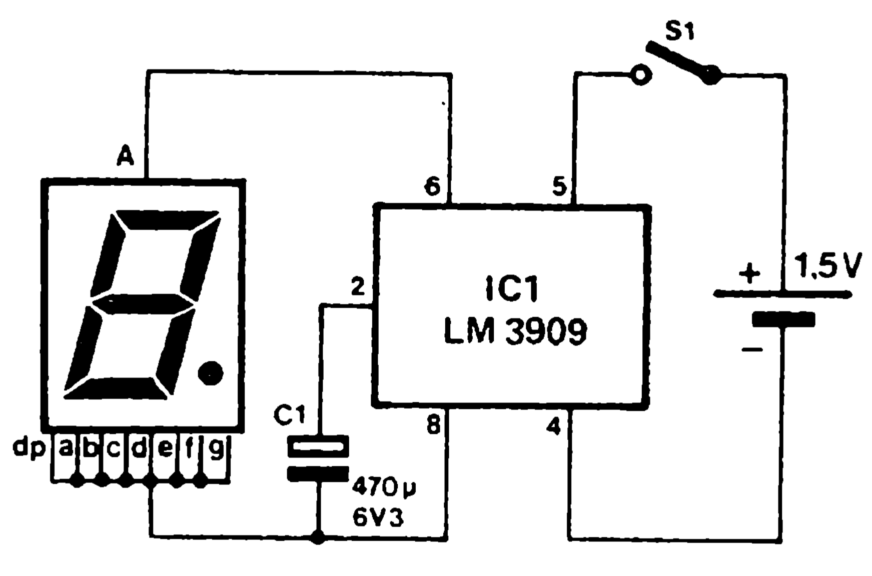
În funcție de poziția comutatorului S2, oscilatorul N9/N10 produce un semnal a cărui frecvență este de 1 kHz sau de 100 kHz. Acest semnal ajunge la numărătorul IC4 (numărător binar cu 4 biți) care poate fi comutat pe pozițiile „1000" (8), „1010" (10) și 1100 (12). Mai rămân deci pozițiile 8, 6 și 4 până la 16; după aceasta procesul de numărare începe din nou. Aceasta înseamnă că, în funcție de poziția lui S1, patru, șase sau opt semnale binare ajung ca semnale de comandă la multiplexorul IC3. Acest multiplexor acționează ca un selector și conduce succesiv fiecare intrare la ieșirea sa. Semnalele de comandă de la intrările A, B, C stabilesc ce intrare este legată la ieșire într-un anumit moment. Deoarece semnalele de comandă provin de la circuitul integrat numărător, multiplexorul conduce la ieșire fie patru, șase sau toate cele opt intrări. Cu aceasta, pe ecranul osciloscopului, fiecare semnal capătă o imagine proprie; prin N2, N3 și N4, la ieșire se adaugă o componentă de tensiune continuă corespunzătoare canalului comutat în acel moment. Această tensiune deplasează spotul pe axa Y. Stările logice ale fiecărui canal apar ca linii distincte suprapuse. Ca semnal trigger pentru osciloscop se utilizează cel mai bine un semnal definit în timp din montajul de testat. Autorul utilizează acest montaj împreună cu un osciloscop Hameg tip 512. Dacă se utilizează un aparat mai puțin rapid, atunci este necesar condensatorul trimer C1 pentru a regla montajul pe o calitate optimă a imaginii.

(P. C. Demmer)

155 *Indicator intermitent*

Cu toate că montajul descris aici a fost gândit mai întâi ca un gag pentru petreceri, el poate avea utilizări multiple, de la număr de casă până la o atenționare cu privire la centura de siguranță.

Montajul pare destul de simplu: el conține un circuit integrat (LM3909) și un condensator. Pentru alimentare poate fi utilizată o baterie celulară tip buton. Autorul recomandă utilizarea unui lanț de LED-uri sau un indicator cu șapte segmente. Totul poate fi introdus într-o carcasă foarte mică. Lanțul de LED-uri ar putea fi înglobat în rășină.



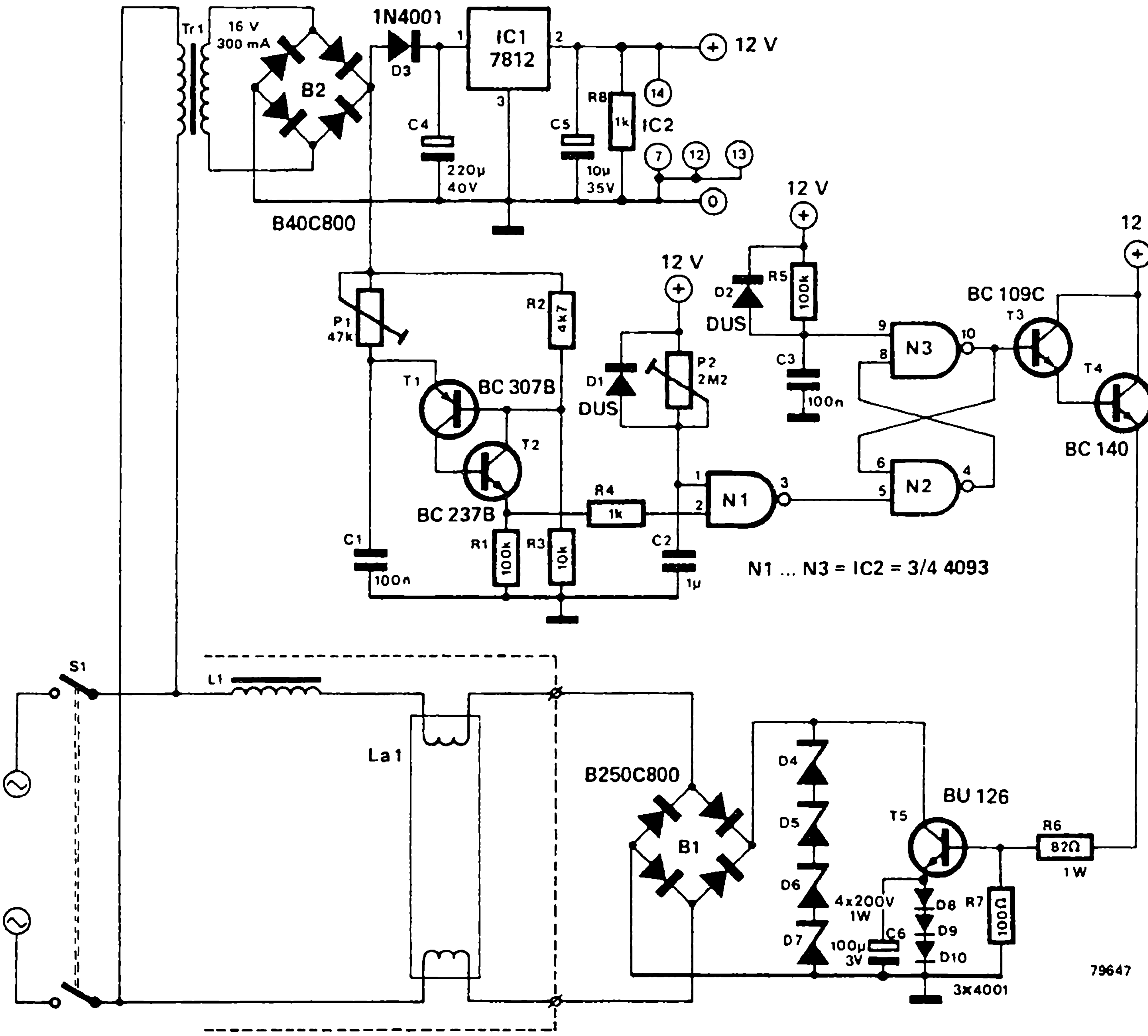
În final ar mai fi de menționat că în această aplicație curentul maxim de ieșire este de 50 mA, dar poate suporta până la 150 mA.

(L. Goodfriend)

156 *Starter electronic pentru lămpile cu fluorescență*

Un dezavantaj al lămpilor cu fluorescență, față de lămpile cu incandescență, este pâlpâitul neplăcut după conectare. Acesta apare deoarece gazul din tuburi încă nu a atins temperatura la care este complet ionizat. În momentul în care starterul întrerupe curentul în drosel, apar vârfuri de tensiune care contribuie de asemenea la pâlpâitul lămpii. Montajul prezintă o posibilitate prin care o lampă cu fluorescență poate fi aprinsă electronic, fără să pâlpâie.

Filamentele incandescente ale lămpii (La1) sunt preîncălzite timp de circa 1 secundă după conectarea tensiunii de rețea. Această temporizare se poate regla cu P2. Curentul circulă apoi prin redresorul B1 la tranzistorul T5. Atunci când lampa a atins temperatura de funcționare, ea poate fi pornită. Momentul optim de aprindere este atunci când curentul prin dro-



selul L1 este întrerupt la atingerea valorii sale maxime. Acest moment este stabilit de T1 și T2. Impulsul furnizat de etajul de comutare T1 și T2 triggerează multivibratorul bistabil N2/N3, care la rândul său deconectează tranzistorul T5 prin T3/T4. Tensiunea de inducție care ia naștere în bobină aprinde lampa cu fluorescență deja preîncălzită.

Circuitul RC R5/C3 are rolul de a seta automat multivibratorul bistabil după comutarea tensiunii de alimentare. Tensiunea și curentul prin drosel sunt defazate cu 90° (curentul succede tensiunii). Etajul de impuls T1 și T2 are de asemenea rolul de a face ca impulsul de comutare să fie produs în momentul tensiunii maxime pe bobină. Potențiometrul P1 se reglează astfel încât procesul de aprindere să aibă loc fără pâlpâirea lămpii. Reglarea optimă a lui P1 depinde de lampa utilizată. Tranzistorul T5 este solicitat doar pentru puțin timp în procesul de comutare, astfel încât nu are neapărată nevoie de răcire.

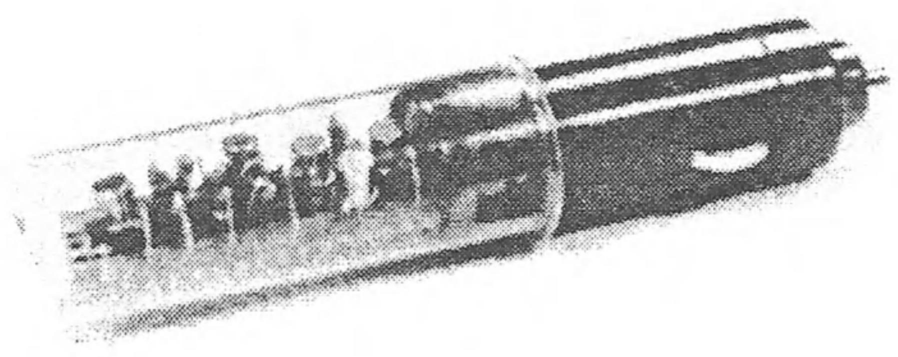
(D. Kraft)

157 *Supraveghetor de tensiune pentru acumulatoare auto*

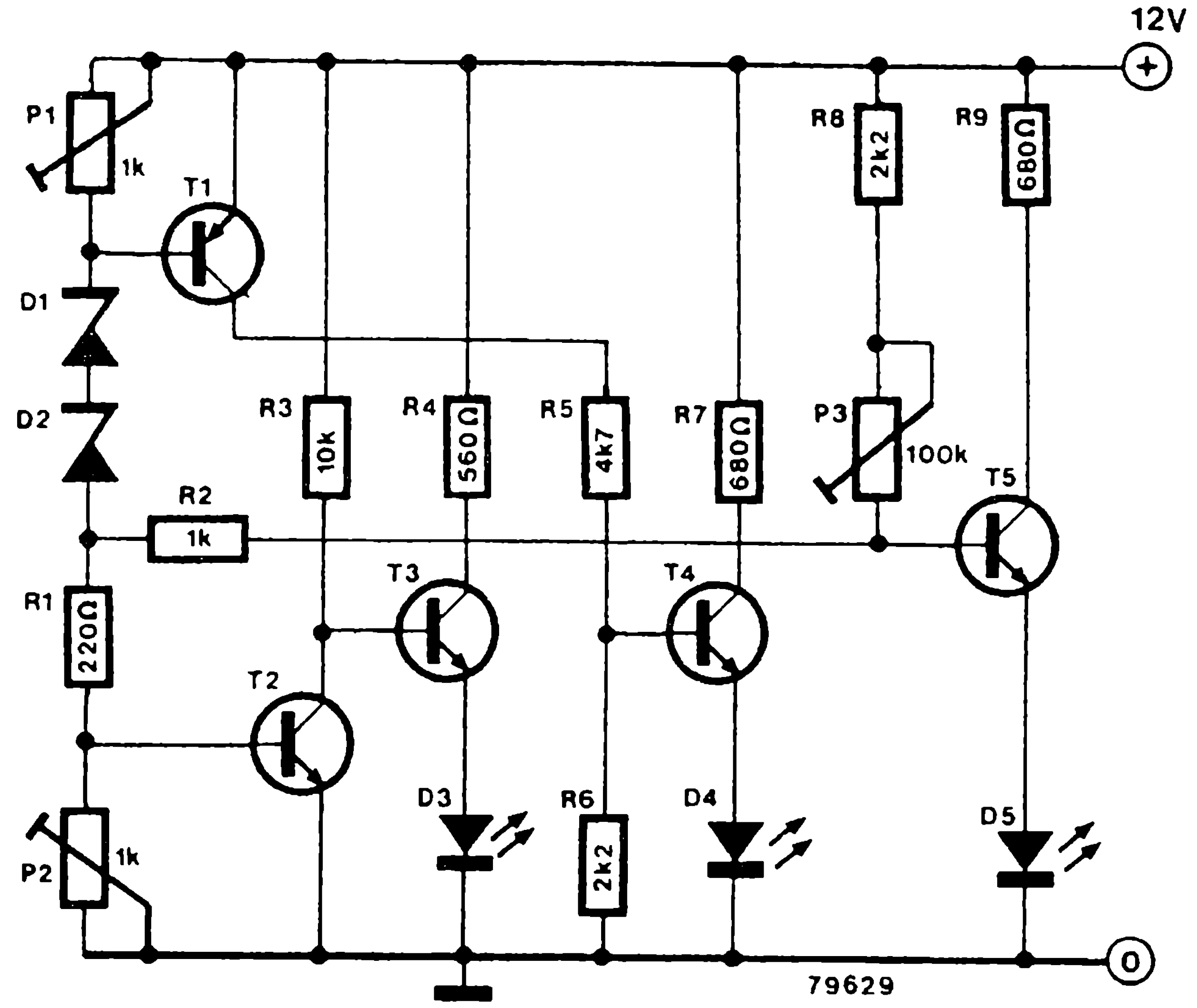
Acest montaj simplu ne dă, cu ajutorul a trei LED-uri, informații privind tensiunea unui acumulator la bordul unui autoturism. Indicația ne arată în care din cele patru domenii de mai jos se încadrează tensiunea furnizată de acumulatorul respectiv.

LED	DOMENIU
D3	< 12 V
D3 + D4	12 V – 13 V
D4	13 V – 14 V
D4 + D5	> 14 V

Potențiometrul P2 stabilește punctul de deconectare a diodei D3, P1 – punctul de conectare a lui D4, iar P3 – punctul de conectare a lui D5. Reglajul potențiometrelor este critic și ar trebui să fie repetat de mai multe ori, deoarece părțile montajului se influențează reciproc. Eventual se poate ca, după reglare, potențiometrele să fie înlocuite cu rezistențe fixe (cu peliculă metalică).



Fotografia prezintă prototipul realizat de autor. Placa și părțile componente sunt introduse într-o carcasă de plastic ce are într-un capăt orificiile pentru LED-uri, iar în celălalt capăt un ștecher pentru introducere în priza auto; aparatul poate fi introdus oriunde există o priză potrivită.



D1, D2 = 5V6 / 400 mW

T1 = TUP

T2 ... T5 = TUN

D3 = roșu

D4 = galben

D5 = verde

(S. Jacobsson)

158 *Alimentator automat pentru încărcarea acumulatoarelor*

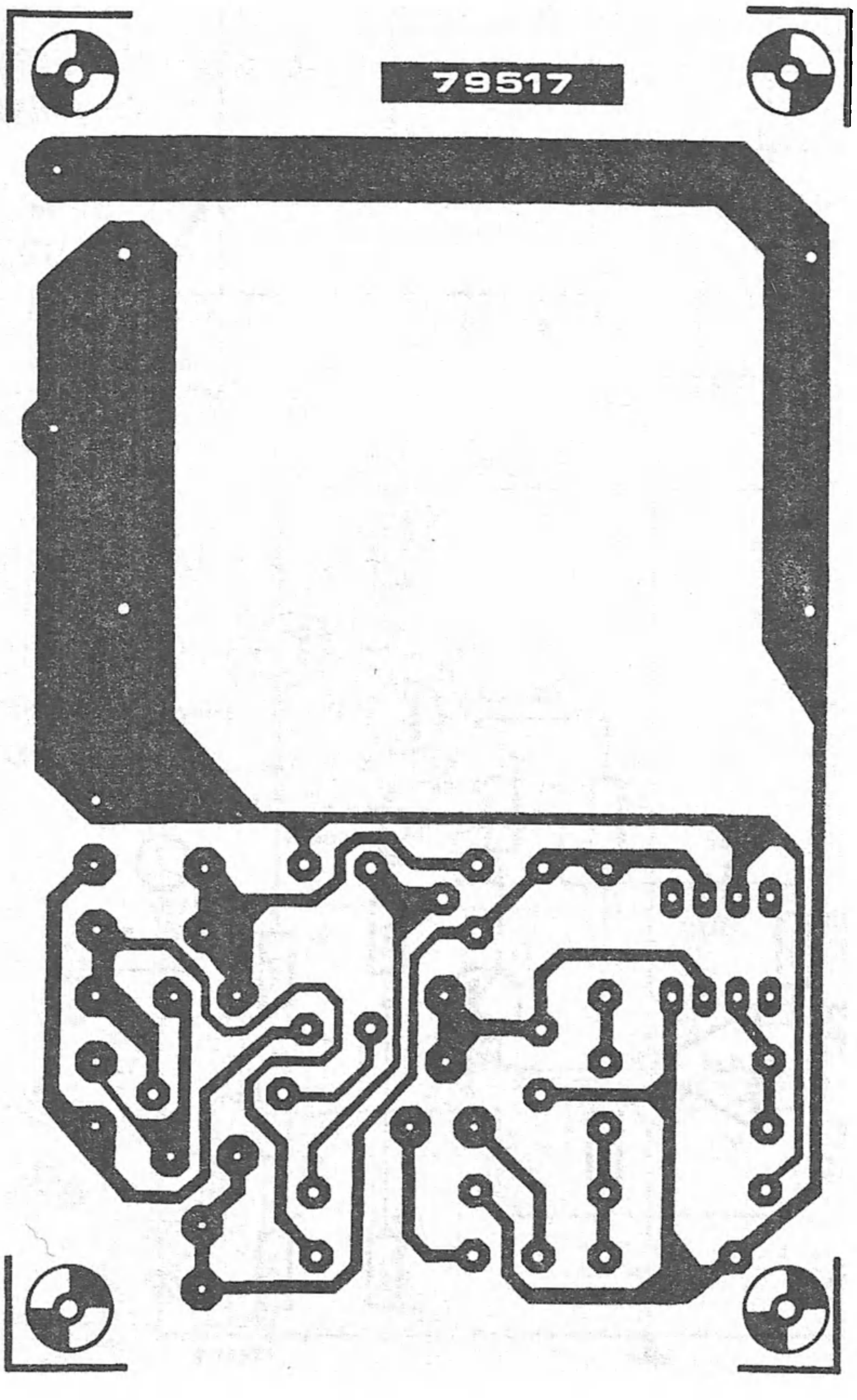
După cum se vede, încărcarea unui acumulator cu plumb este un lucru simplu. Afirmația este valabilă atunci când nu se ridică pretenții asupra duratei de viață a acestuia. Dacă nu se dorește neapărat scurtarea acesteia, atunci procesul de încărcare ar trebui să îndeplinească anumite condiții.

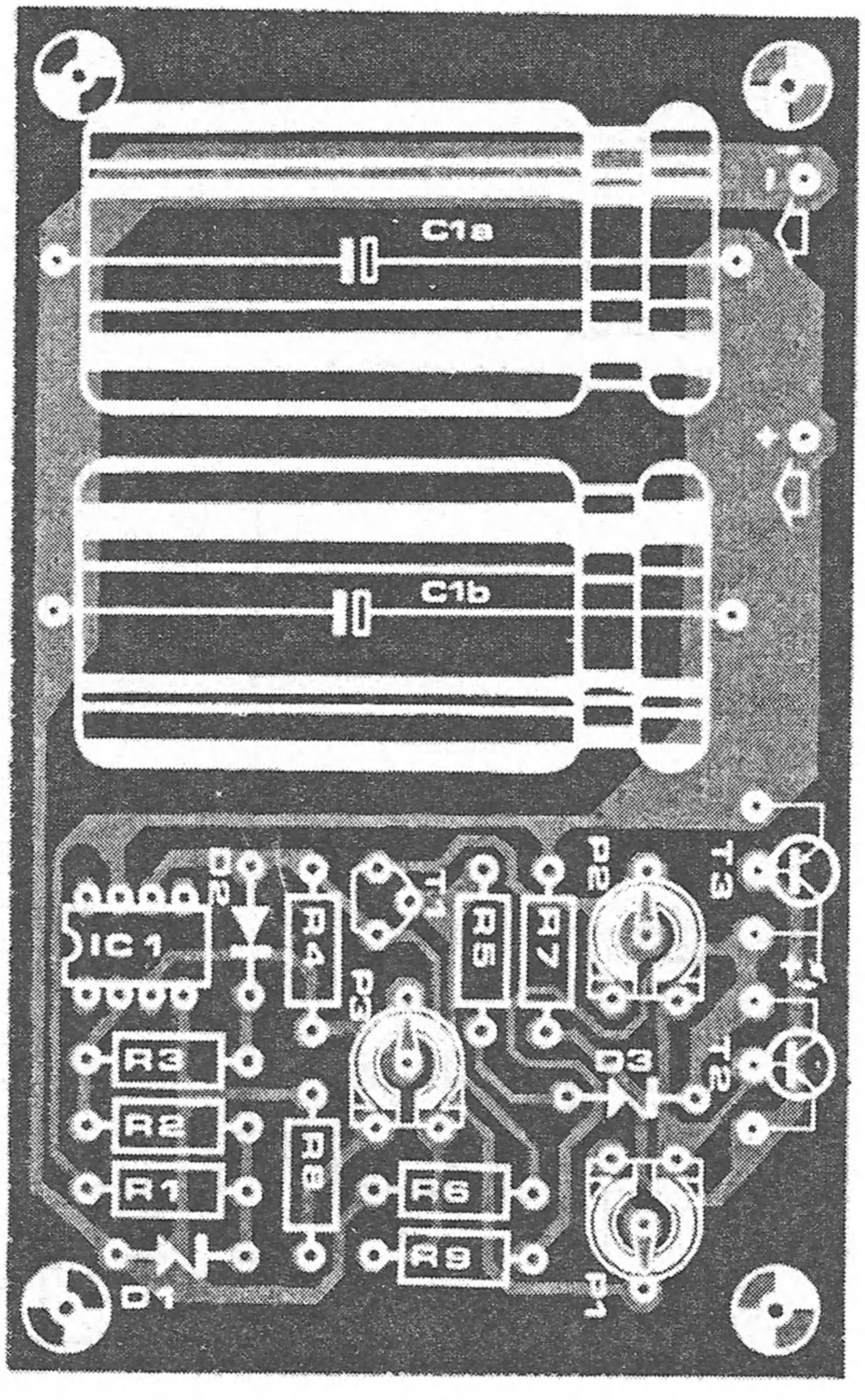
Fig. 1 prezintă caracteristica de încărcare favorabilă pentru un acumulator normal. Se pot recunoaște trei faze diferite. În faza A – B, un acumulator complet descărcat este încărcat cu un curent limitat, până când tensiunea la bornele sale atinge din nou circa 10 V. Această limitare a curentului împiedică acumulatorul să suprasolicite alimentatorul. După aceasta urmează faza C – D, în care acumulatorul este încărcat cu așa-numitul curent de 5 ore. El se calculează împărțind numărul de amperi-oră

(Ah) ai acumulatorului prin 5 (ore). Dacă tensiunea acumulatorului a urcat din nou la 14,4 V, atunci începe faza E – F, în care alimentatorul furnizează un curent mai redus dar continuu.

La o tensiune de 16,5 V, acumulatorul este complet încărcat, iar aparatul se deconectează.

Montajul (fig. 2) lucrează astfel: atunci când acumulatorul este descărcat (tensiune 10 V), prin D3 circulă un curent atât de mic încât T1 se blochează. Circuitul IC1 nu este comandat, astfel încât tensiunea sa la ieșire este zero. Cu aceasta, curentul bazei tranzistoarelor T2 și T3, și totodată și curentul de încărcare al acumulatorului, depind de poziția potențiometrului P1. La o tensiune a acumulatorului cuprinsă între 10 V și 14,4 V, D3 conduce, T1 de asemenea, însă ieșirea lui IC1 rămâne pe mai departe la 0 V. Acum curentul de încărcare rezultă din valorile lui P1 și P2. Dacă tensiunea crește, la rotirea lui P3, peste tensiunea Zener a lui D1, atunci, ca urmare a cuplajului prin R4, tensiunea de ieșire a lui IC1 crește la o valoare ce rezultă din tensiunea Zener a lui D1 și din tensiunea de conducție a diodei D2, care acum conduce. Cu aceasta și potențialul emitorului lui T1 este crescut; T1 trece în stare de blocare și curentul de încărcare este stabilit din nou de P1. Față de faza A – B, IC1 are acum o tensiune de ieșire mai mare, deci curentul prin P1 și, cu aceasta, și curentul de încărcare este mai mic decât în faza inițială. Prin D2 și R3 acționează acum o reacție inversă, iar la creșterea tensiunii acumulatorului, curentul de încărcare scade în continuare. Puntea redresoare B, T2 și T3 trebuie montate pe un radiator suficient de mare. În locul tranzistoarelor de putere indicate, pot fi utilizate și tipuri echivalente în carcase TO-3. De asemenea, pentru puntea redresoare sunt adecvate patru diode de putere.





Lista de componente

Rezistențe

R1 = 12 k
R2 = 10 k
R3 = 82 k
R4 = 1 M
R5, R6 = 8k2
R7 = 100 Ω
R8 = 3k9
R9 = 4k7
P1 = 100 k pot. semireglabil
P2 = 220 k pot. semireglabil
P3 = 10 k pot. semireglabil

Condensatoare

C1a,b = 2 x 4700 μ / 40 V

Semiconductoare

B = B80C10000
D1 = ZD 6V8 / 400 mW
D2 = DUS
D3 = ZD 5V6 / 400 mW
T1 = TUN
T2 = BD 140
T3 = TIP 2955

Diverse

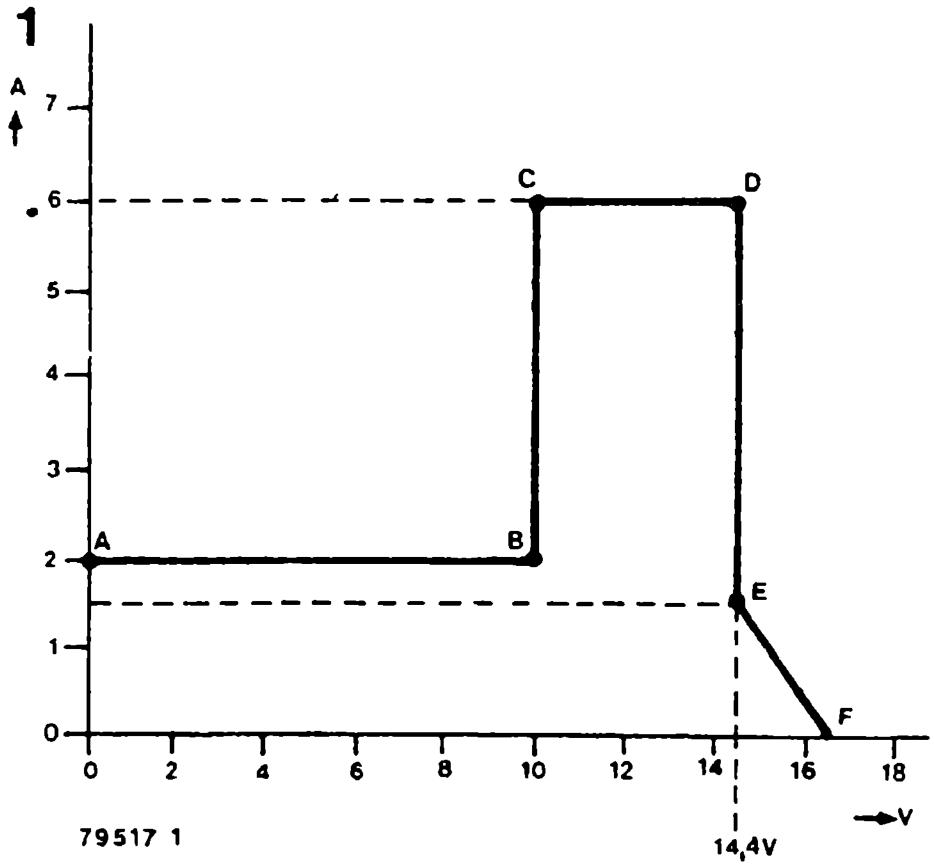
Tr = transformator rețea 16 V / 8 A
F = siguranță 0,8 A
I = instrument de măsură 10 A

Aparatul se reglează mai întâi din P3, astfel încât la o tensiune de încărcare de 14,4 V, tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional să fie maximă. În continuare, cu P1, la tensiuni între 14,5 – 15 V, se reglează curentul de încărcare rezidual la valoarea de „20 de ore" (numărul de Ah împărțit la 20 de ore). După aceasta se reglează curentul nominal (curentul de 5 ore) cu P2 la o tensiune ceva mai mică (între 11 V și 14 V). Curentul de începere a încărcării (faza A – B) depinde de curentul de încărcare rezidual și de caracteristica tranzistorului; el este cu circa 30% până la 100% mai mare decât curentul din faza E – F.

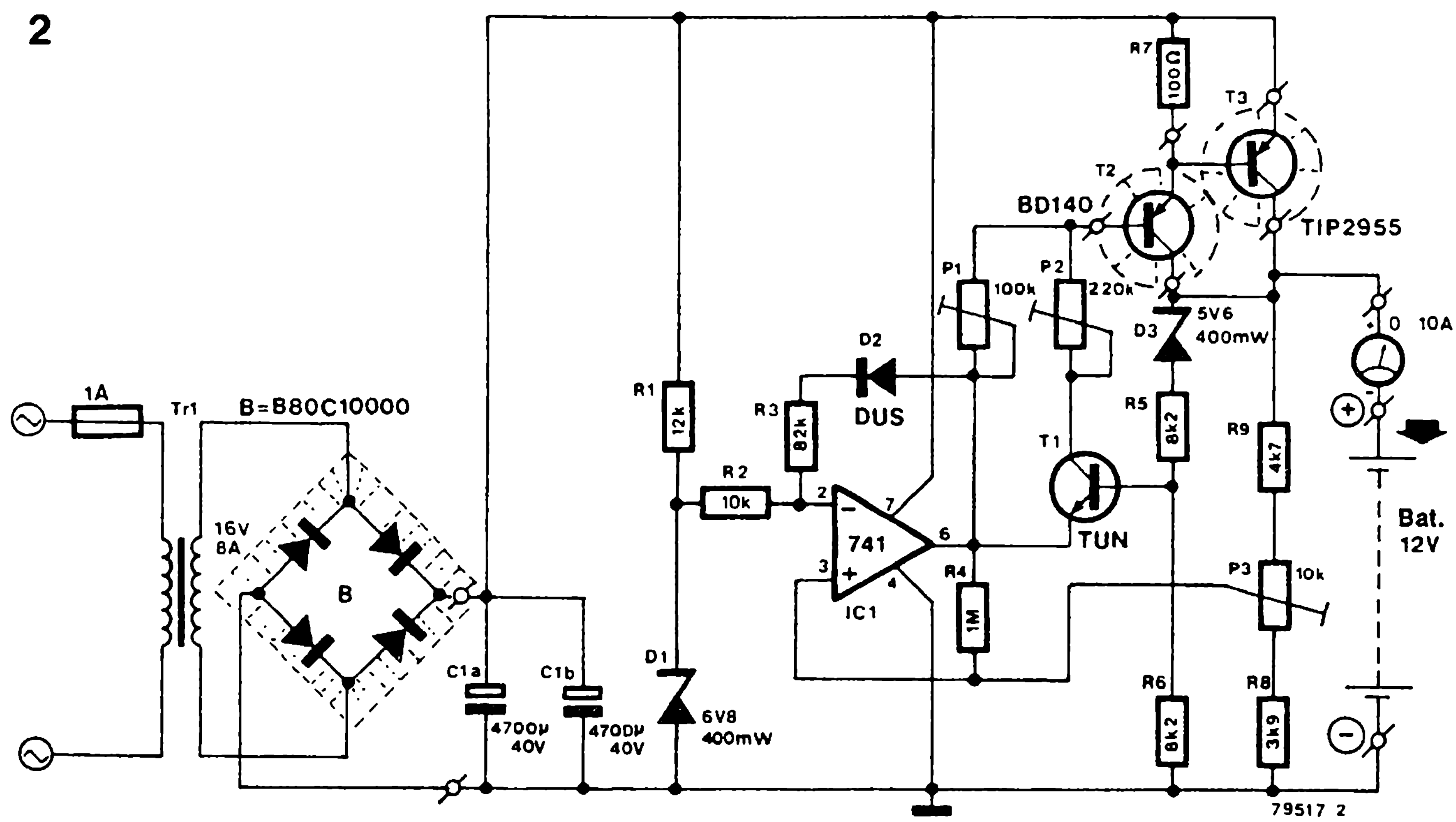
Bibliografie:

Siemens-Bauteile-Report, caiet 1, 1978

1



2



159 Atenuator de zgomote pentru Disc-Jokey

Funcția montajului se bazează pe faptul că în vorbire există pauze mai lungi decât în muzică. Chiar și cel mai rapid vorbitor trebuie să mai și respire. Montajul recunoaște aceste pauze și deconectează semnalul vorbire cu ajutorul unui releu. Ambele canale stereo sunt mixate la intrare într-un semnal mono. Acesta ajunge la un amplificator cu două etaje (IC1 și IC2). După amplificare urmează un trigger Schmitt care transformă semnalul audio într-o succesiune de impulsuri de lungimi diferite. Montajul recunoaște din lungimea impulsurilor dacă este vorba de muzică sau de vorbire. Muzica produce o succesiune de impulsuri cu pauze mici între ele, în timp ce vorbirea generează impulsuri cu un ecart mai mare între ele. Durata reglabilă a impulsurilor multivibratorului monostabil triggerabil IC4 este astfel aleasă, încât acesta nu revine în starea sa stabilă în pauzele dintre impulsuri corespunzătoare muzicii. Durata impulsurilor este determinată de C5, R7 și P2. O pauză mai lungă între două impulsuri permite revenirea lui IC4a în starea stabilă. Semnalul lui de ieșire triggerează cu frontul negativ pe IC4b, care rămâne setat și când IC4a este triggerat din nou.

Ambele multivibratoare monostabile comandă câte un LED. D1 luminează la semnalele muzicale, iar D2 la cele de vorbire. Cu aceasta avem la dispoziție un mijloc ajutător pentru acordarea montajului. La o emisiune de informații (numai vorbire) se reglează P1 astfel încât D1 să înceapă să pâlpâie, iar P3 în așa fel încât D2 să lumineze continuu. La o emisiune muzicală, se reglează P2 astfel încât D1 să lumineze continuu.

Indicație: montajul lucrează numai atunci când muzica este întreruptă de vorbire; la vorbire cu fond muzical el nu funcționează.

(R. Vanwersch)

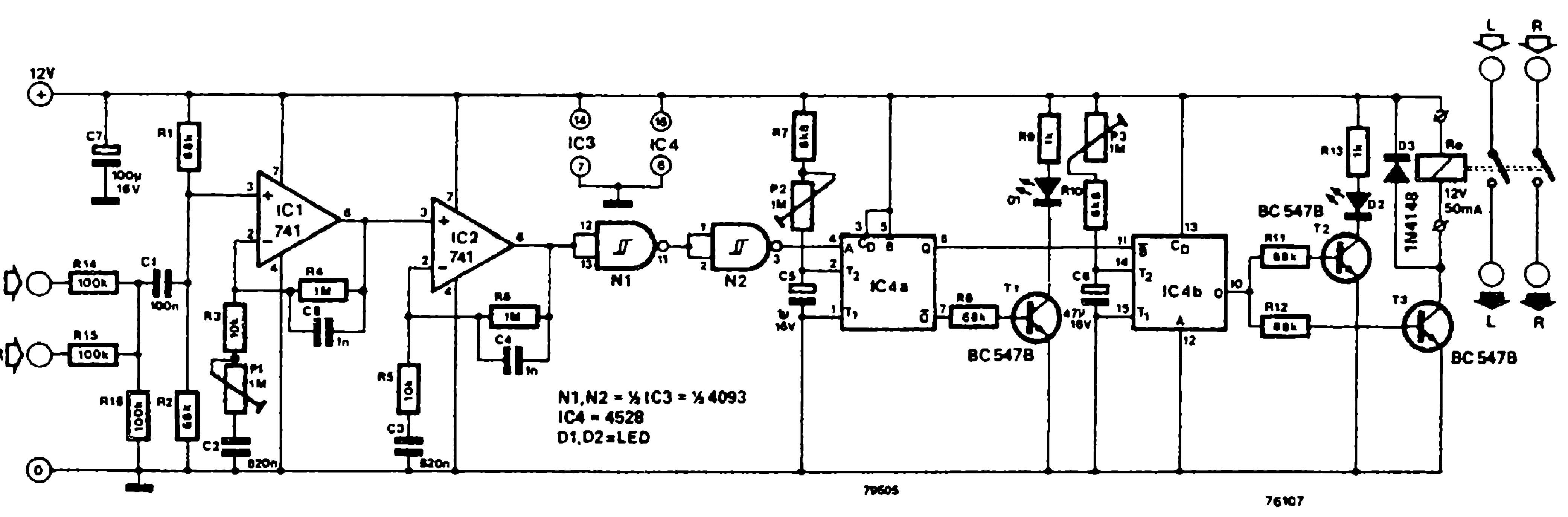
Lista de componente

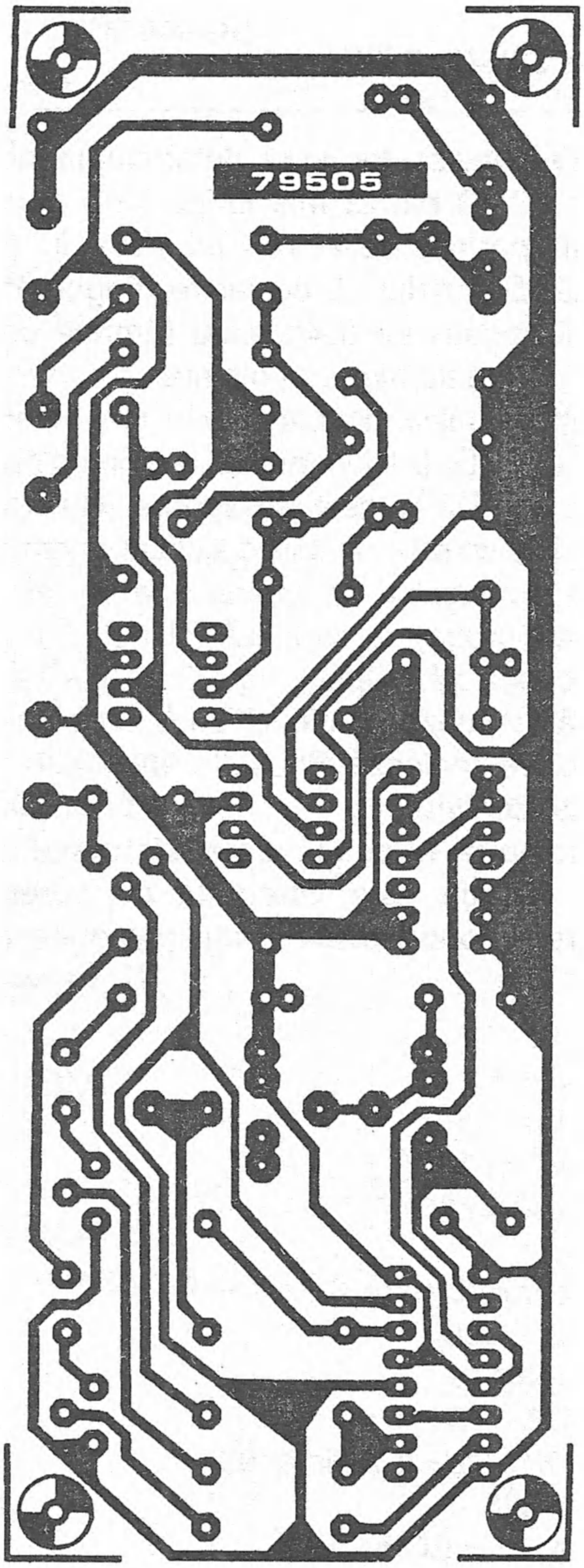
Rezistențe
R1, R2, R8, R11, R12 = 68 k
R3, R5 = 10 k
R4, R6 = 1 M
R7, R10 = 6k8
R9, R13 = 1 k
R14, R15, R16 = 100 k
P1, P2, P3 = 1 M pot. semireglabil

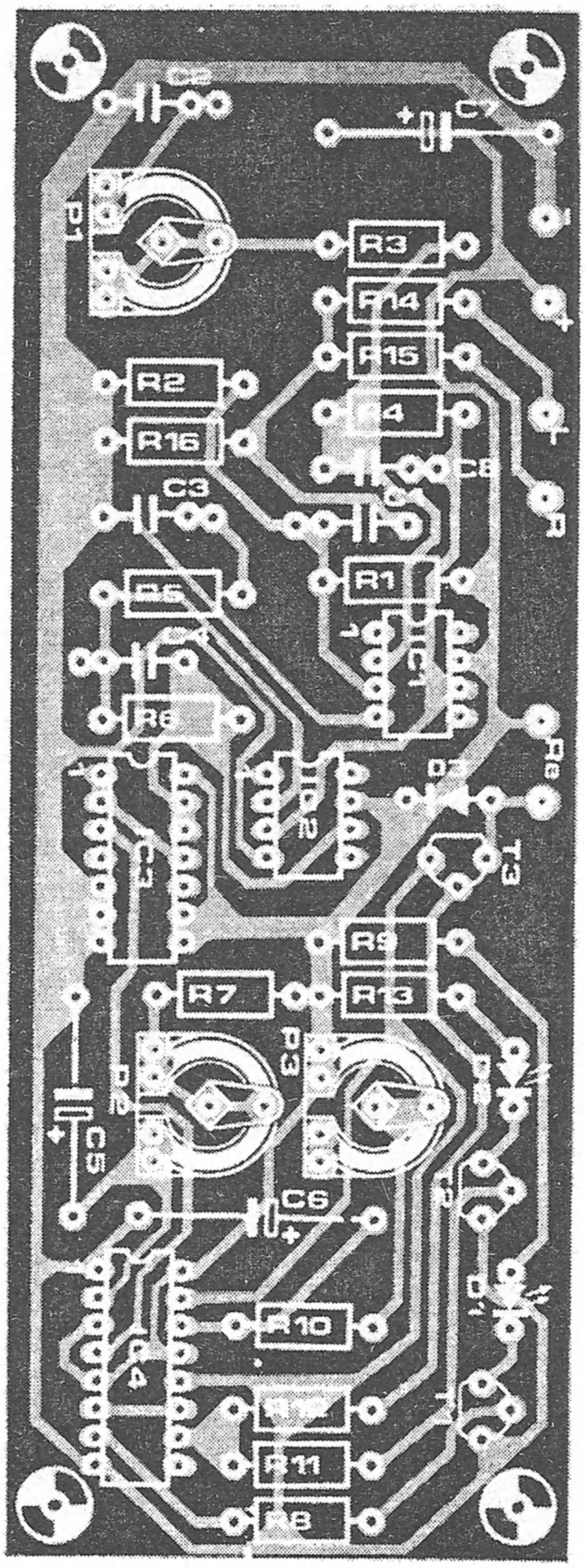
Condensatoare
C1 = 100 n
C2, C3 = 820 n
C4, C8 = 1 n
C5 = 1 μ / 16 V
C6 = 47 μ / 16 V
C7 = 100 μ / 16 V

Semiconductoare
D1, D2 = LED
D3 = 1N4148
IC1, IC2 = 741
IC3 = N1, N2 = 1/2 din 4093
IC4 = 4528
T1, T2, T3 = BC 547B

Diverse
Releu 12 V / 50 mA, 2 x unu







160 *Aparat de măsură a coeficientului de distorsiune*

La acest montaj este vorba de o modernizare și o dezvoltare a montajului 67 din revistele din 1977; au fost utilizate amplificatoare operaționale cu intrări J FET în loc de tranzistoare și patru domenii de frecvență comutabile în locul celor programate. În rest însă, principiul și modul de lucru al montajului rămân neschimbate: un circuit în dublu T („bootstrap"-at), care este acordat pe frecvența de măsurat, are o selectivitate atât de mare, încât armonicile pot trece aproape neatenuate (ieșirea D1). La ieșirea D2 avem la dispoziție armonica amplificată cu factorul 10.

Semnalul de intrare ajunge direct prin C1 și R1 la circuitul dublu T. În acest caz nu este necesar nici un buffer. Condensatoarele C6 ... C13

au valoarea C, condensatoarele C2 ... C5 – valoarea 2C. Pentru C este valabilă formula: C = 4,82/f cu [C] = nF, iar [f] = kHz.

Valorile distorsiunii pot fi sintetizate din două valori a și b. În poziția „1 kHz” este necesară de exemplu o valoare de 4n82 care se obține din conectarea în paralel a două condensatoare de 2n7 și 120 p.

Pentru echilibrarea montajului trebuie conectat un osciloscop la ieșirile D1 sau D2, iar apoi trebuie reglat alternativ P1 și P3 (grosier) într-o ramură, și P2 și P4 (grosier) în cealaltă ramură a circuitului în dublu T. Pentru acestea din urmă sunt adecvate potențiometrele semireglabile cu ax, uzuale în tehnica radio și video, acestea prezentând în plus și avantajul că pot fi procurate ușor. Atunci când oscilația fundamentală este filtrată complet, trebuie stabilite și tensiunile de vârf ale semnalelor de ieșire și de intrare. Factorul de distorsiune de la liniaritate rezultă din formula:

$$k = 100 \cdot \frac{U_{D1SS}}{U_{ESS}} \%, \text{ respectiv}$$

$$k = 100 \cdot \frac{U_{D2SS}}{U_{ESS}} \%$$

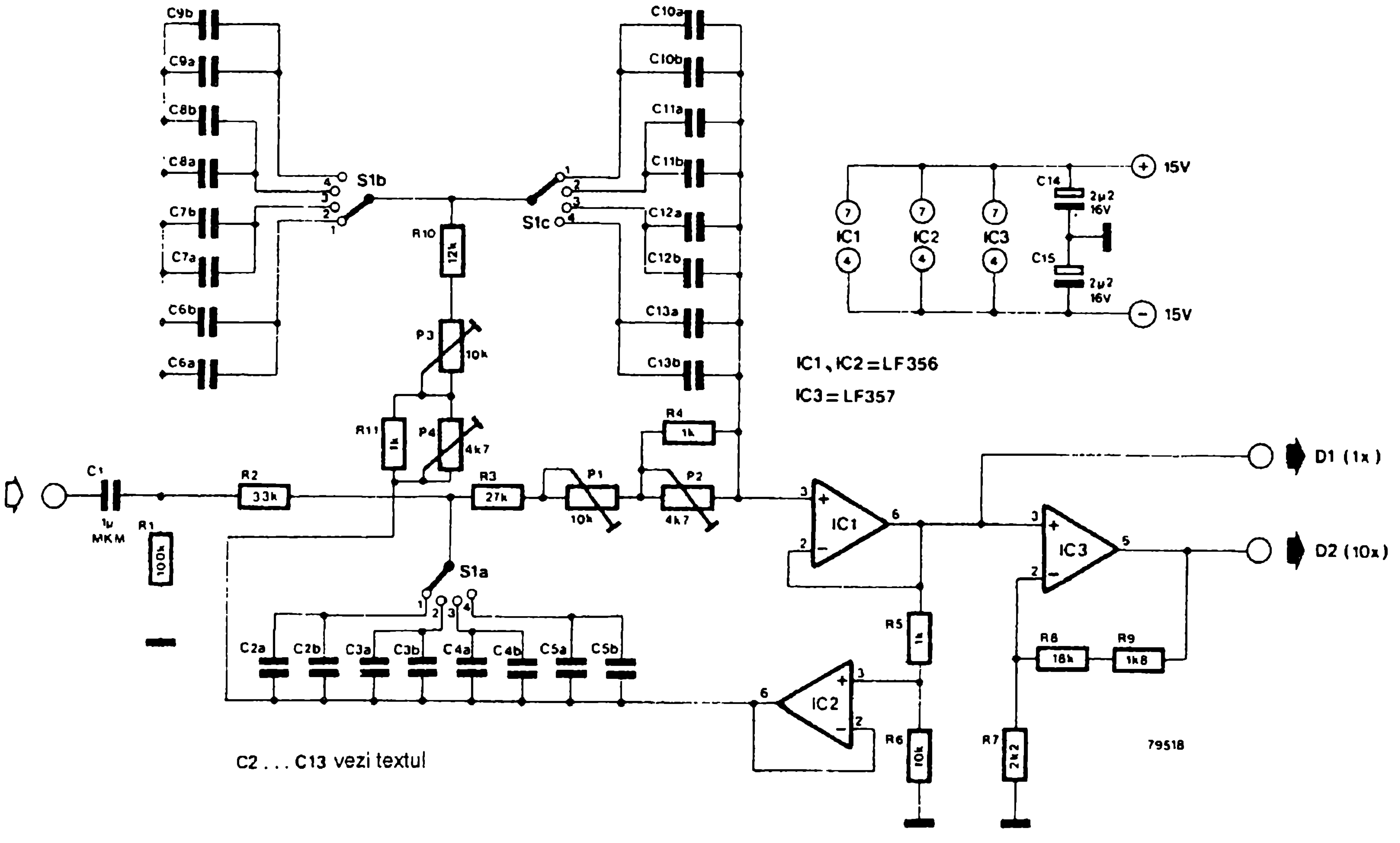
Lista de componente

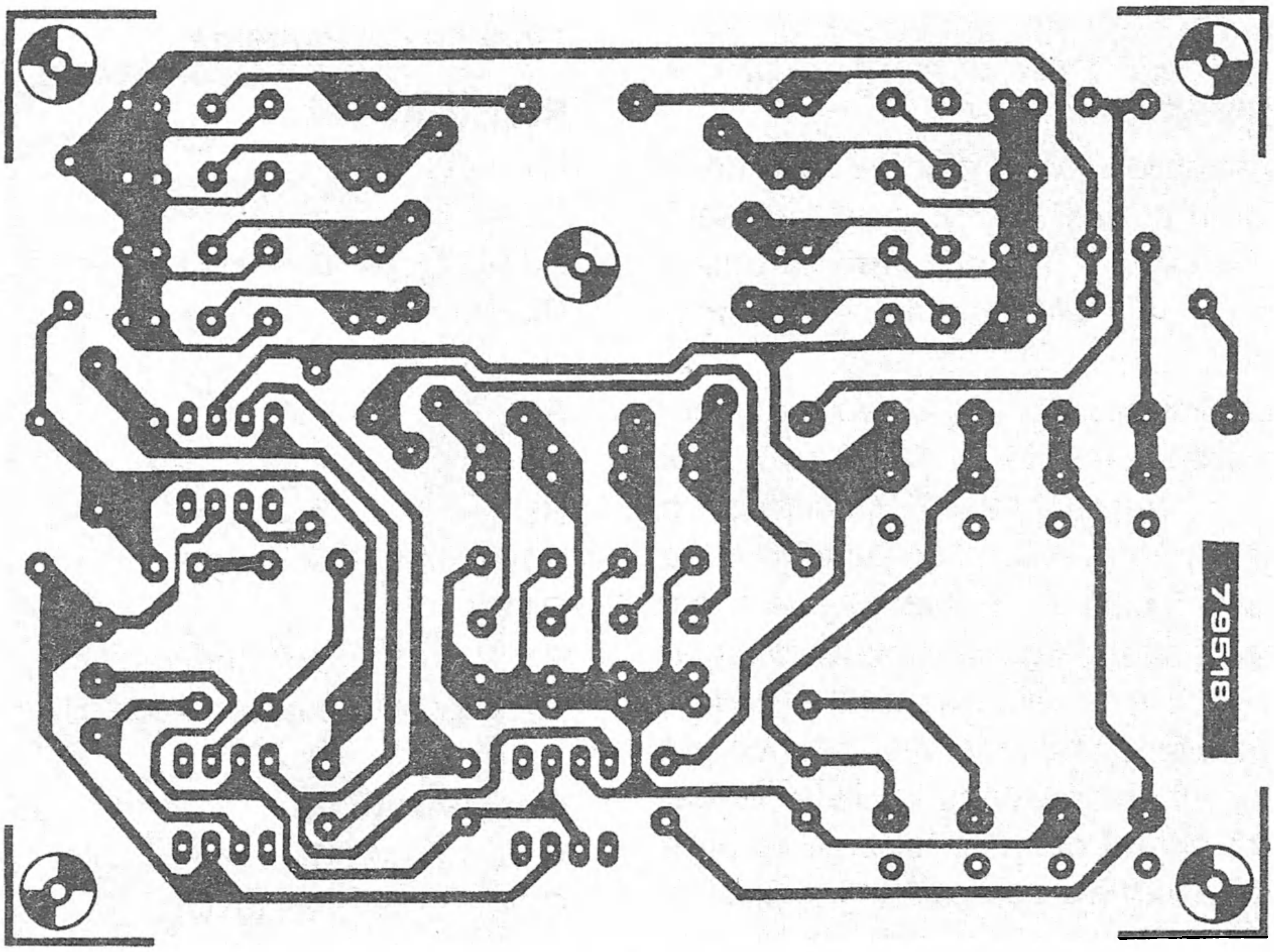
Rezistențe
R1 = 100 k
R2 = 33 k
R3 = 27 k
R4, R5 = 1k
R6 = 10 k
R7 = 2k2
R8 = 18 k
R9 = 1k8
R10 = 12 k
R11 = 1 k
P1, P3 = 10 k pot. semireglabil
P2, P4 = 4k7 pot. semireglabil

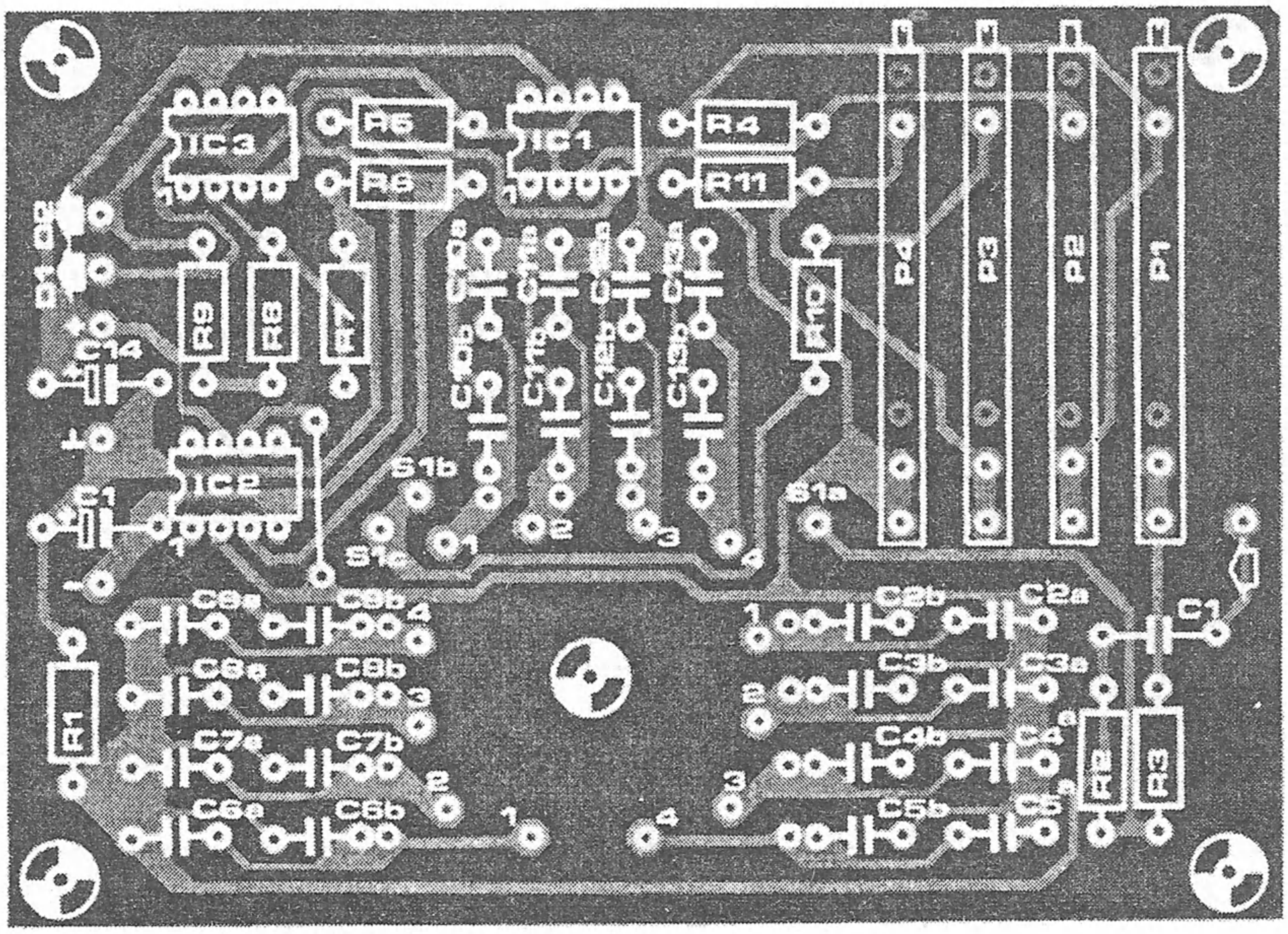
Condensatoare
C1 = 1 μ (MKM)
C2a ... C13b vezi textul
C14, C15 = 2μ2 / 16 V

Semiconductoare
IC1, IC2 = LF 356
IC3 = LF 356, LF 357

Diverse
S1 = comutator, 4 poziții, 3 plane







161 *Servo-amplificator*

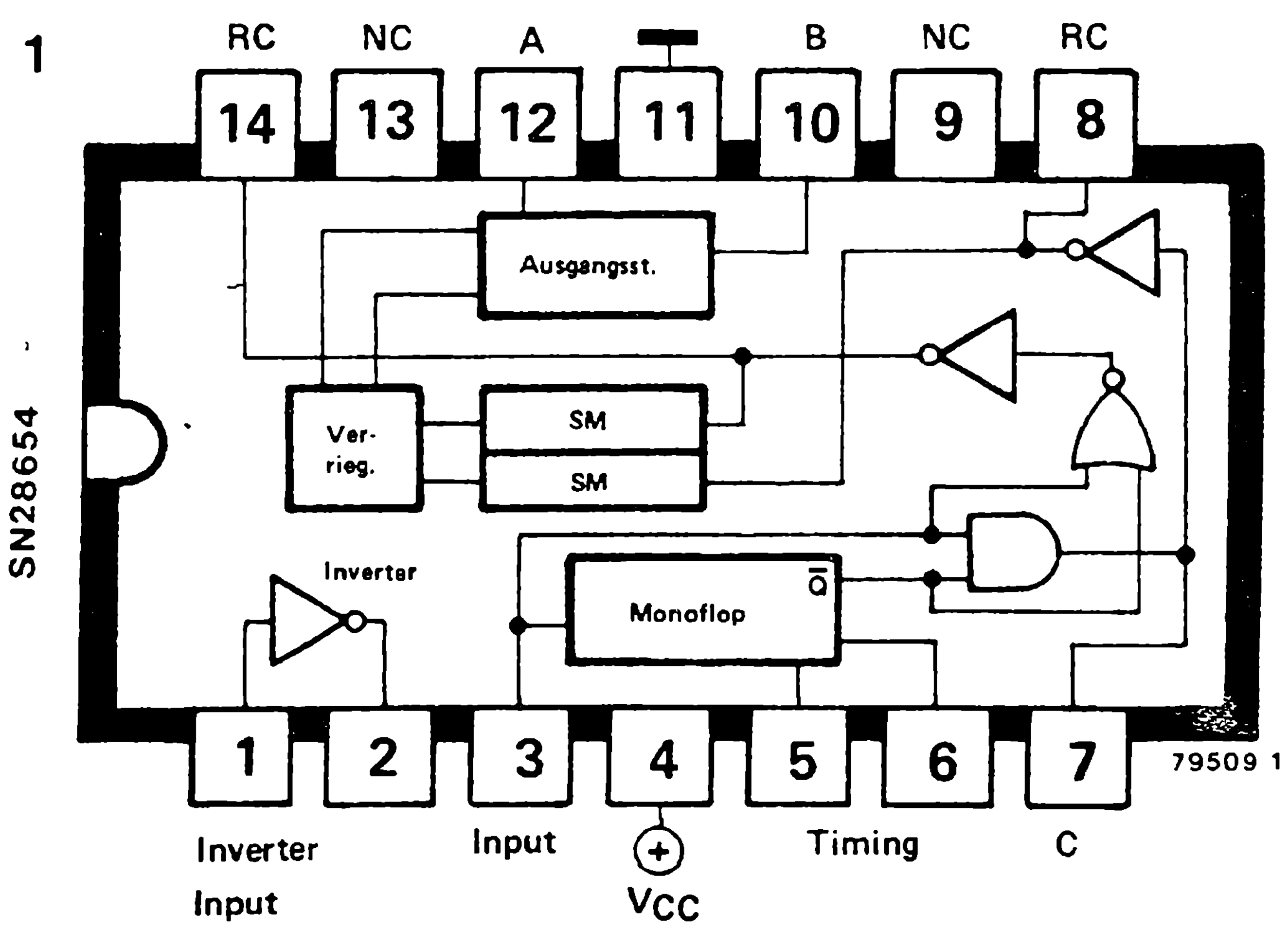
Cu ajutorul circuitului integrat SN 28654 (Texas Instruments) se poate construi, cu doar puține componente exterioare, un servo-amplificator valoros. Acest circuit integrat conține un demodulator de lățime a impulsurilor și un etaj de ieșire integrat pentru comanda directă a servo-motorului (fig. 1).

Impulsul produs de multivibratorul monostabil

intern este comparat cu impulsul de intrare. Rezultă un impuls de referință de lățime variabilă realizat cu ajutorul a două triggere Schmitt și două circuite RC externe (R5, C4 și R8, C5). Impulsul prelungit comandă etajul de ieșire și, cu aceasta, și servo-motorul până când impulsul de referință ajunge la zero.

Fig. 2 prezintă montajul servo-amplificatorului care este construit pe o placă miniatură. La conectarea servo-motorului la circuitul inte-

1



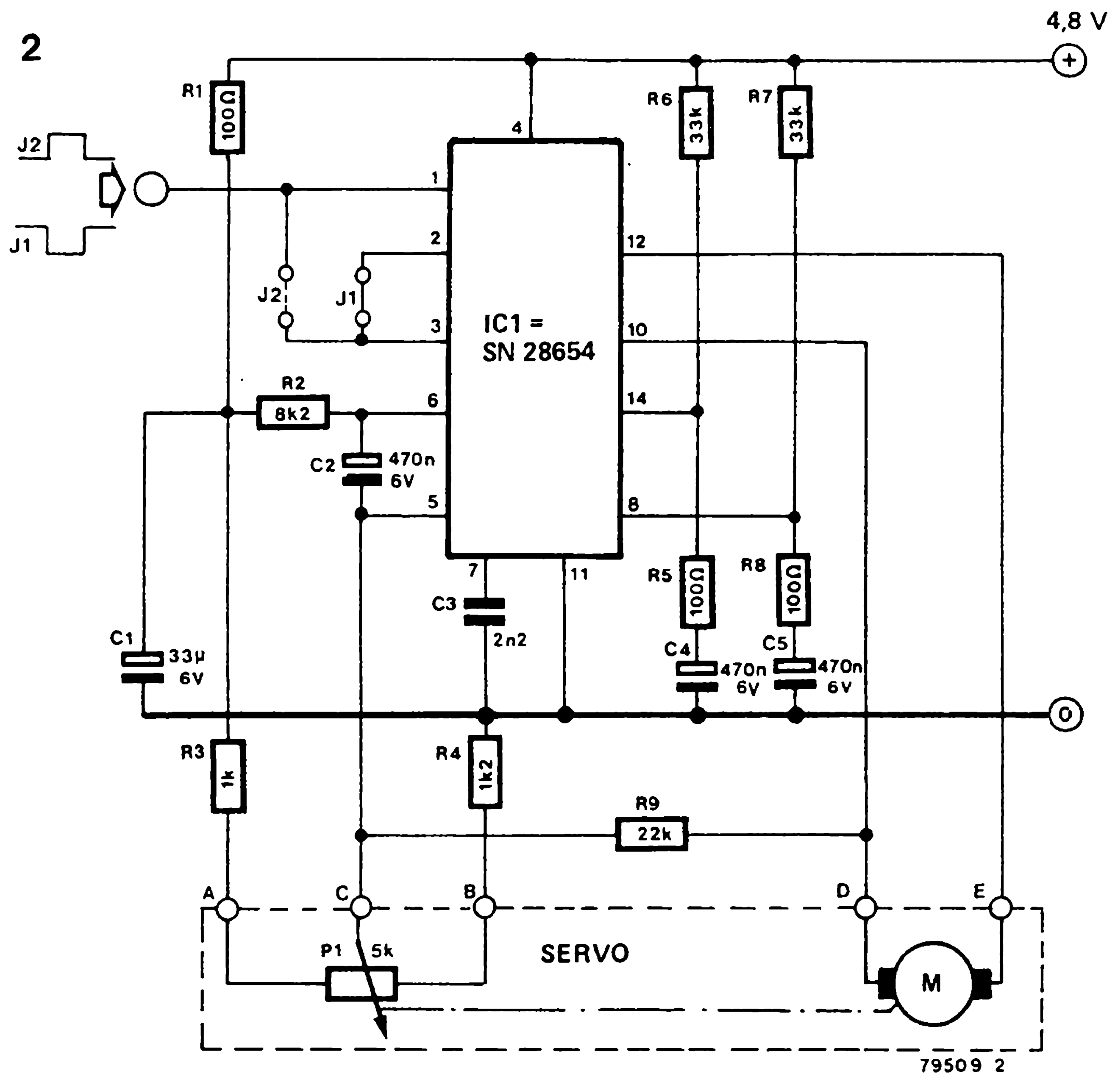
Lista de componente

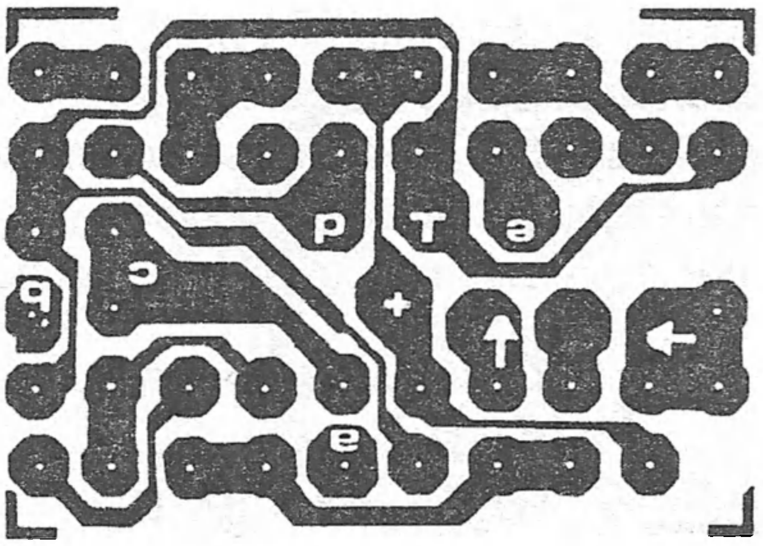
Rezistențe
R1, R5, R8 = 100 Ω
R2 = 8k2
R3 = 1 k
R4 = 1k2
R6, R7 = 33 k
R9 = 22 k

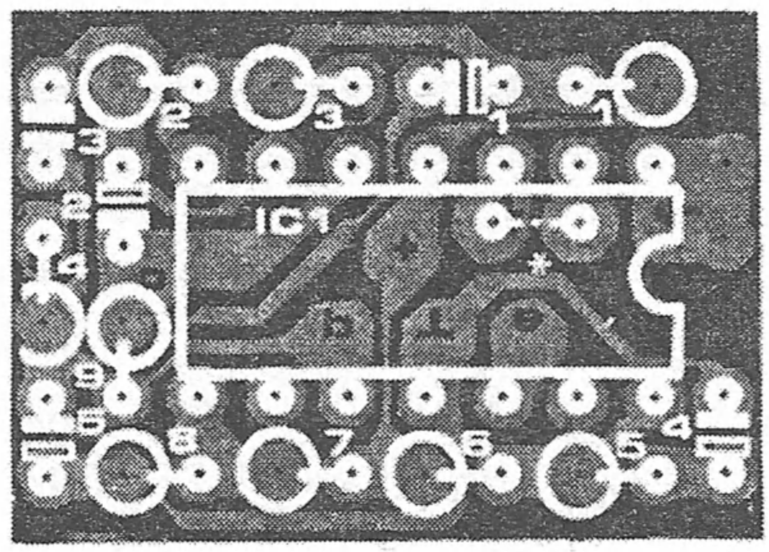
Condensatoare
C1 = 33 µ / 6 V
C2, C4, C5 = 0,47 µ / 6 V
C3 = 2n2

Semiconductoare
IC1 = SN 28654

2







grat trebuie să se țină cont de polaritate pentru a obține rotirea motorului în sensul dorit. Placa este astfel proiectată, încât prin servo-amplificator să poată fi comandate atât impulsuri de intrare pozitive, cât și impulsuri negative.

Avantajele acestui servo-amplificator sunt:

- curent de ieșire de 400 mA fără tranzistoare externe,
- acționare în ambele sensuri cu o singură sursă de tensiune,
- timpi de răspuns reglabili (cu C3),
- pierderea maximă de putere de circa 800 mW.

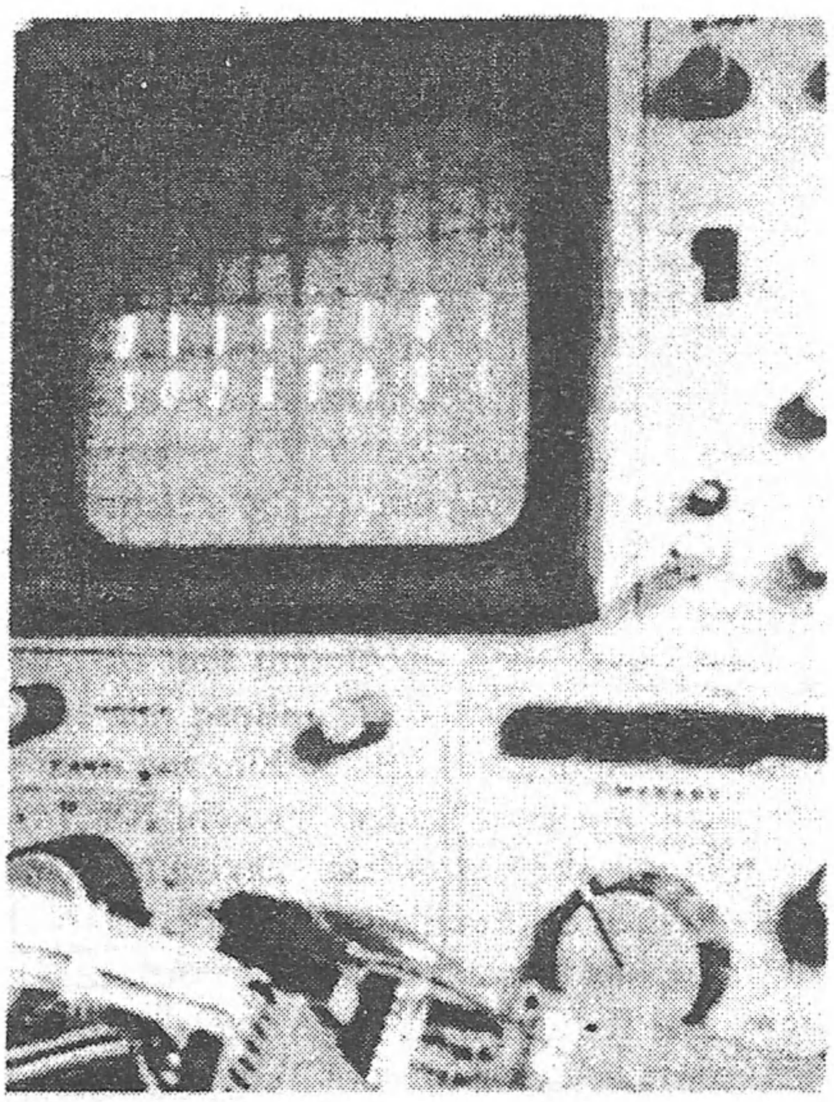
162 *Vizualizarea semnalelor digitale pe osciloscop*

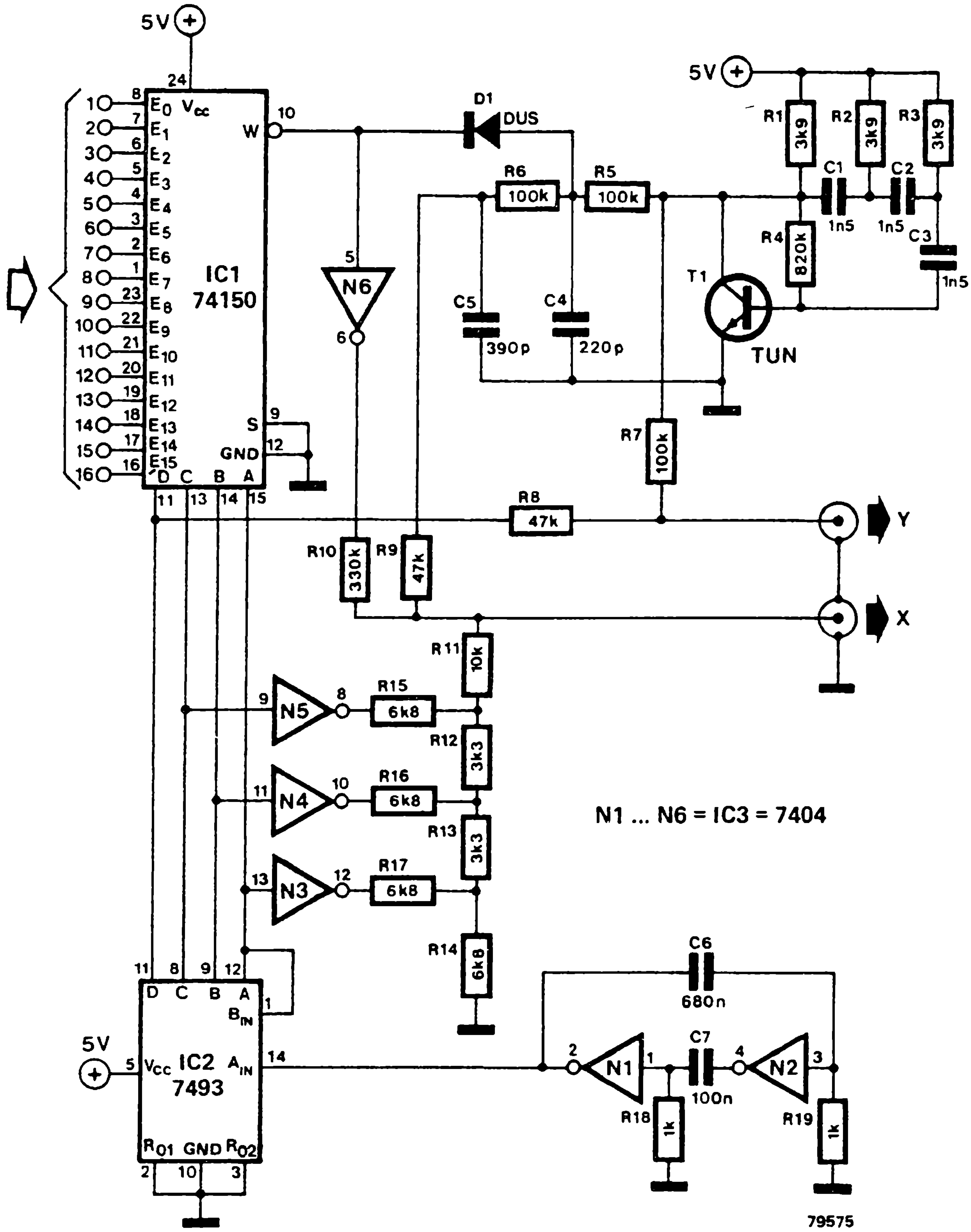
Simplitatea cu care este materializată în acest montaj o idee care în principiu nu este nouă (vezi Elektor, aprilie 1977, 4 - 45), face din el un ajutor prețios în laboratorul digital. Cu un număr redus de componente constructive, se oferă posibilitatea vizualizării pe un osciloscop a stării logice („0" și „1") a 16 semnale diferite.

Aparatul lucrează după principiul următor: dacă la intrarea Y a unui osciloscop există o tensiune sinusoidală, atunci pe ecran se observă, bineînțeles, o curbă sinusoidală. Osciloscopul produce o tensiune în dinte de ferăstrău care preia deviația spotului pe direcția orizontală; în timp ce mișcarea verticală în sus și în jos corespunde tensiunii sinusoidale de la intrarea Y, tensiunea în dinți de ferăstrău mișcă concomitent spotul de la stânga la dreapta. Dacă această tensiune în dinte de ferăstrău lipsește, atunci spotul rămâne de cele mai multe ori în mijlocul ecranului și execută doar o mișcare pe axa Y, fiind vizibilă deci, doar o linie verticală.

Dacă se conectează o tensiune continuă la intrarea X (bază de timp externă), atunci se poate realiza o asemenea linie în orice loc de pe ecran. Dacă se aplică în plus la intrarea X o tensiune sinusoidală care are aceeași frecvență ca și tensiunea la intrarea Y și care este doar defazată, atunci ia naștere o „figură Lissajous", în acest caz, o elipsă. Această elipsă poate fi deplasată în orice loc de pe ecran cu ajutorul tensiunii continue. Montajul realizează prin acest procedeu două șiruri de câte 8 linii sau elipse. El lucrează astfel:

Cele maximum 16 semnale ajung la cele 16 intrări ale lui IC1. IC2 este un divizor cu 16





care generează în cod binar numerele 0 ... 15 la intrările A ... D ale lui IC1. Dacă numărul binar este 0, atunci IC1 conectează invers intrarea (E_{01} – pin 8) la ieșirea W. Dacă numărul binar este 1, atunci apare și semnalul de la intrarea 2 la pin 10, ș.a.m.d. până la 15. Dacă semnalul existent la intrare este 1 logic, atunci pinul 10 este „0" logic. Ieșirea lui N6 se găsește atunci în starea „1" logic, iar punctul comun R5/R6 este pus la masă prin D1. Tensiunea la ieșirea X este determinată astfel numai de starea divizorului cu 16.

T1 este conectat ca oscilator. El furnizează prin R7 o tensiune sinusoidală la ieșirea Y. Pe ecranul osciloscopului apare atunci o linie a cărei poziție depinde de starea divizorului cu 16. Dacă la ieșirea lui IC1 nu există nici o tensiune, deci este în starea „0" logic, atunci punctul comun R6/R5 este pus la masă prin D1 și circuitul este inactiv. Dacă pinul 10 conduce totuși o tensiune, atunci la ieșirea X ajunge prin R9 o tensiune sinusoidală care este defazată față de aceea de la ieșirea Y; concomitent este condusă la ieșirea X o tensiune continuă dependentă de starea divizorului cu 16. Pe ecran apare acum un „0" a cărui poziție este determinată de divizor. În acest mod montajul face să apară succesiv pe ecran stările

logice ale celor 16 intrări. Deoarece ieșirea Y a montajului este legată și cu ieșirea D a divizorului, apare o tensiune continuă care face ca indicația să fie repartizată pe două linii: primele opt intrări ale lui IC1 o formează pe cea de sus, iar celelalte opt pe cea de jos. Semnalul poate fi cules cu o sondă de la fiecare circuit TTL. Dacă o intrare nu este conectată, atunci pe ecran apare un „1" logic.

(A. Kraut)

163 *Termometru*

La proiectarea acestui termometru, autorul a pornit de la dependența față de temperatură a curentului printr-o joncțiune. Dacă printr-o diodă trece un curent constant în sensul de conducție, atunci tensiunea pe diodă este oarecum proporțională cu temperatura ei.

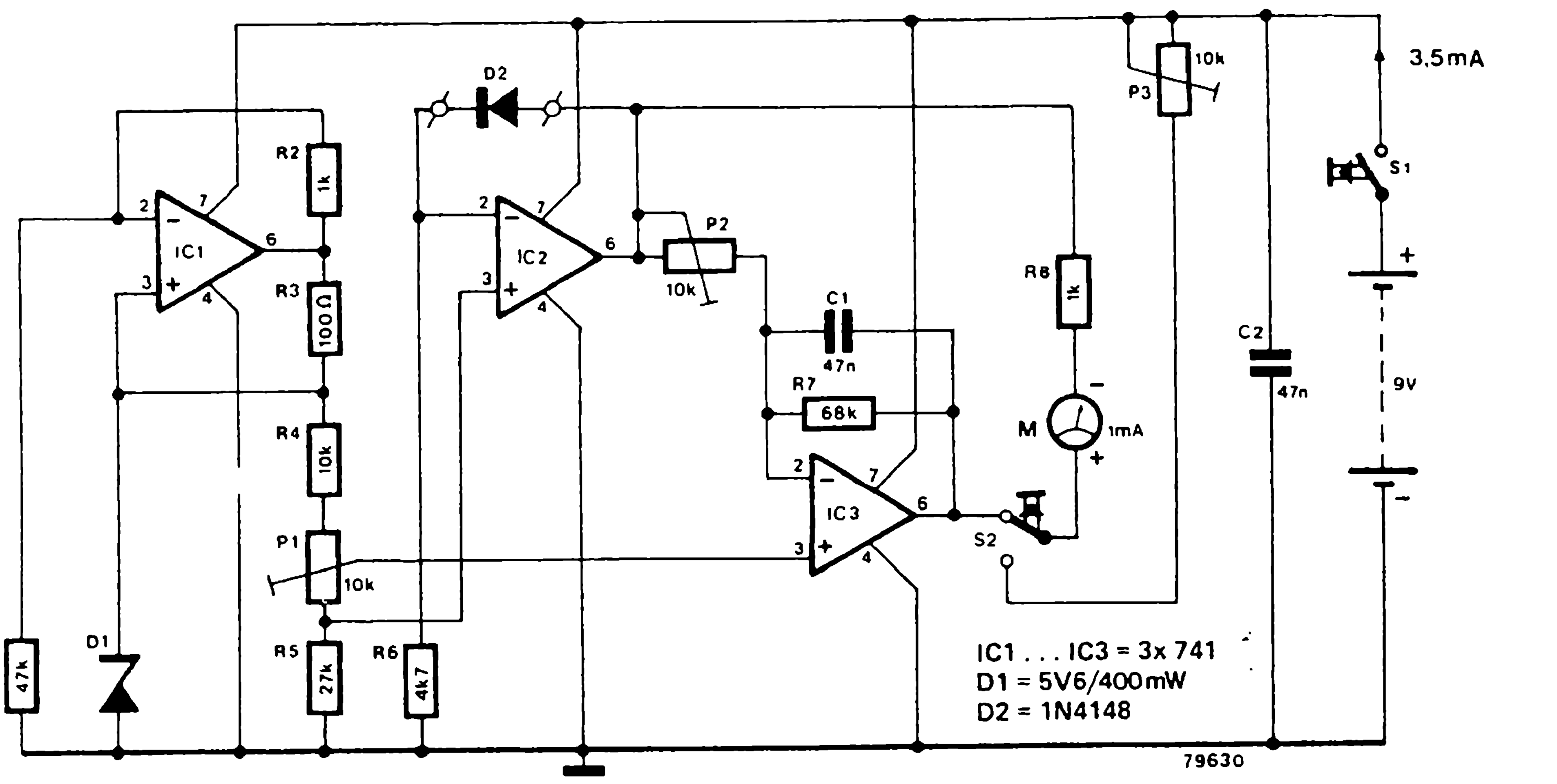
Pentru a obține o tensiune de referință constantă, a fost introdusă o diodă „SUPER - ZENER" (IC1, D1). Circuitul integrat trimite prin dioda Zener un curent constant, astfel încât tensiunea Zener este independentă față de variațiile tensiunii de alimentare. A fost aleasă o diodă de 5,6 V, deoarece acest tip are cea mai mică dependență de temperatură. Circuitul integrat IC2 constituie o sursă de curent constant în a cărui ramură de reacție negativă se găsește dioda senzor D2. La o variație a temperaturii diodei, creșterea de tensiune la ieșirea lui IC2 este de circa –2 mV/°C. Această tensiune de ieșire ajunge la amplificatorul IC3 și, de aici, la aparatul de măsură.

Pentru etalonare se utilizează potențiometrele P1 și P2. Cu P1 se reglează aparatul de măsură la zero pentru temperatura de măsurat cea mai scăzută (de exemplu 0°C), iar cu P2 se stabilește indicația maximă la capăt de scală pentru temperatura cea mai înaltă (de exemplu 50°C).

Deoarece montajul are un consum de curent foarte redus (circa 3,5 mA), el poate fi alimentat cu o baterie de 9 V. Pentru procesul de măsurare se conectează bateria prin comutatorul S1. Comutatorul S2 face posibil controlul tensiunii bateriei; pentru aceasta se reglează P3 la o valoare convenabilă. Desigur, și în acest caz indicația este dependentă de temperatura senzorului.

La dimensionarea dată, domeniul de măsură este cuprins între circa 0 ... 50°C (în funcție de poziția cursorului lui P2). Prin modificarea lui R7, domeniul de măsură poate fi extins; aparatul indică, de exemplu, 100°C pentru R7 = 33 k. Pot fi măsurate de asemenea și temperaturi negative, atunci când se înseriază legăturile la bornele aparatului de măsură. Dacă înainte domeniul de măsură era cuprins între 0°C și 50°C, acum el este cuprins între –50°C și 0°C.

(S. Jacobsson)

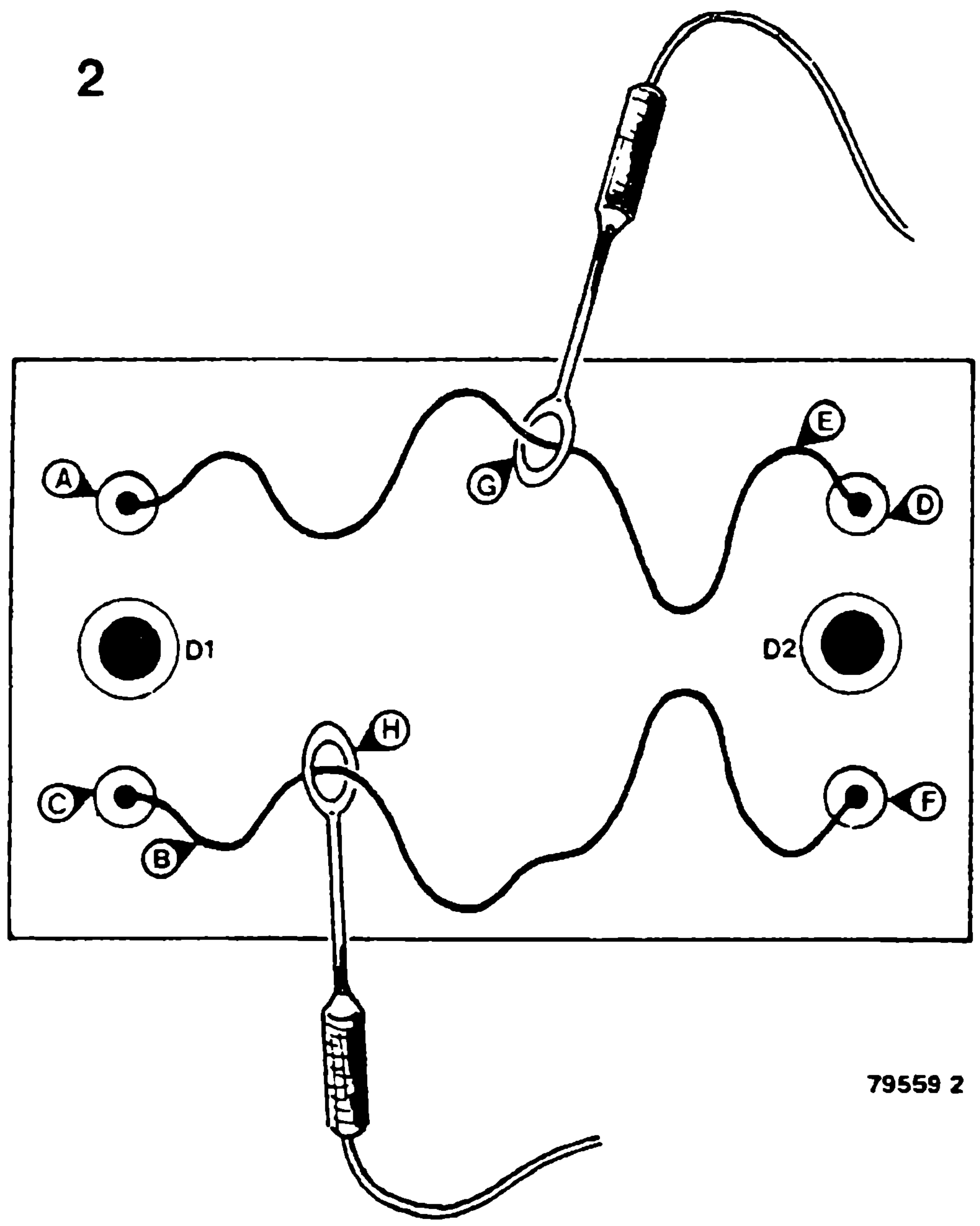


164 *Joc de îndemânare*

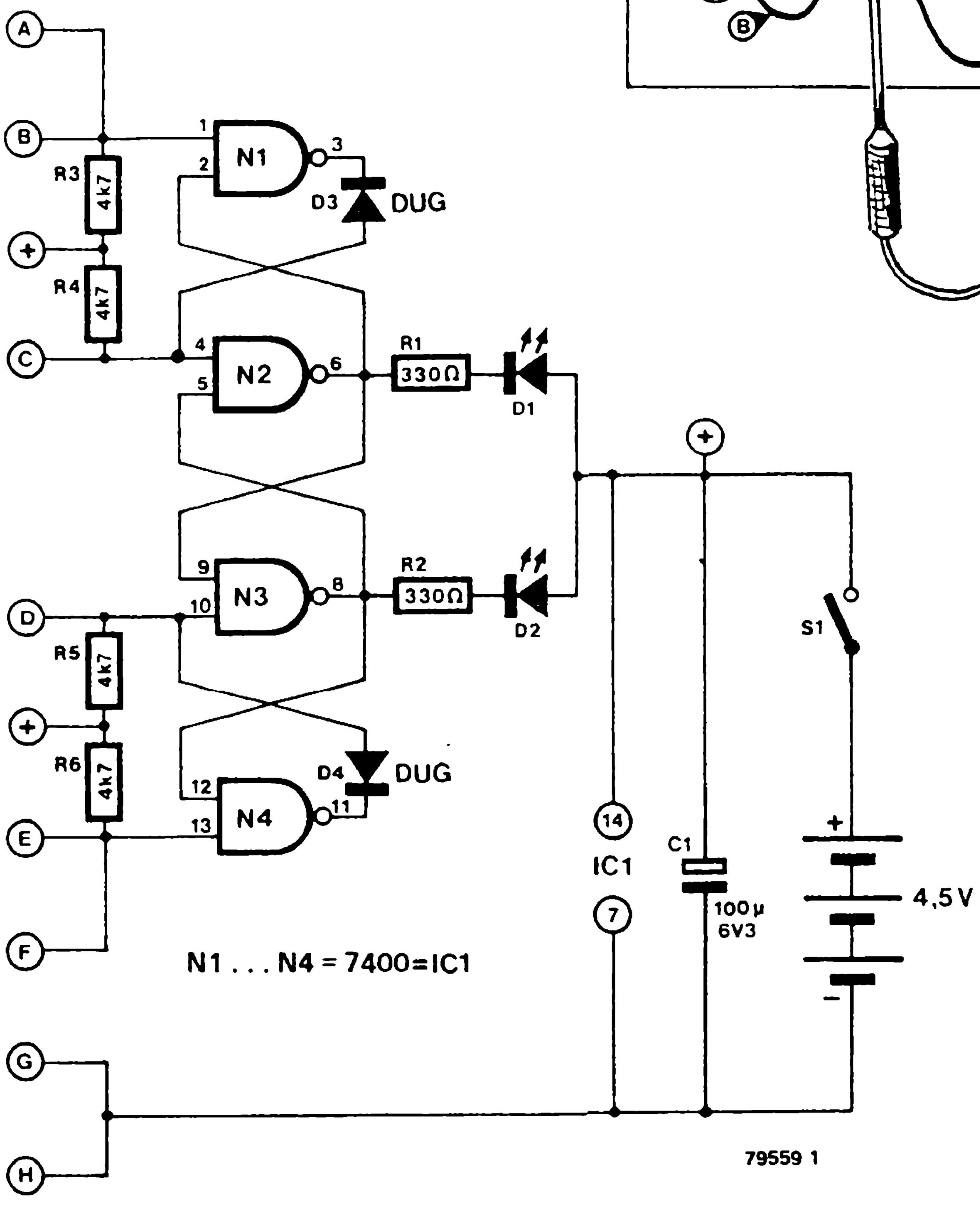
La acest joc de îndemânare pot lua parte două persoane, care trebuie să conducă fiecare câte un inel în lungul unei sârme ce trece prin acesta; inelul nu trebuie să atingă sârma. Dacă totuși unul dintre jucători o atinge, atunci el trebuie să reia jocul de la început. Greșeala este indicată de un LED; el se stinge abia atunci când jucătorul s-a reîntors la punctul de plecare. Atâta timp cât acest LED luminează, celălalt jucător poate atinge sârma sa fără a fi penalizat, astfel încât el poate ajunge mai repede la capăt.

Partea electronică aferentă lucrează astfel: porțile N1 ... N4 constituie un multivibrator bistabil dublu. După ce ambii jucători au atins fiecare cu inelul său contactul de start la începutul jocului, la ieșirile lui N2 și N3 se găsește câte un „1" logic, iar la ieșirile lui N1 și N4 câte un „0" logic. Din această cauză, ambele LED-uri D1 și D2 nu sunt alimentate. La intrările notate cu C (START H) și D (START G) ale lui

2



1



N2 și N3 se găsește de asemenea câte un „0” logic, deoarece diodele cu germaniu D3 și D4 sunt conectate în sensul de conducție. Dacă jucătorul H atinge sârma sa B, atunci intrarea lui N1 este pentru scurt timp în starea „0” logic. Ieșirea lui N1 trece în starea „1”, iar ieșirea lui N2 în starea „0”, astfel încât LED-ul D1 se aprinde. Stările lui N3 și N4 nu se schimbă.

Ce se întâmplă când jucătorul C atinge sârma sa E ? Nu se întâmplă nimic; intrarea lui N4 devine într-adevăr pentru scurt timp „0” și, ca urmare, intrarea D a lui N3 devine „1”. Cealaltă intrare a lui N3 este totuși „0”, astfel încât ieșirea lui N3 rămâne „1”, iar LED-ul D2 nu poate lumina. Această situație se schimbă abia atunci când intrarea C a lui N2 devine, de asemenea, pentru scurt timp „0”, adică atunci când jucătorul H s-a reîntors la start. Câmpul de joc este schițat în fig. 2. Sârmele, în lungul cărora sunt conduse inelele, trebuie confecționate din sârmă de cupru neizolată, cu o rigiditate suficientă. Pentru ca șansele să fie identice, parcursurile, respectiv forma sârmelor ar trebui să fie identice. Diametrul inelului poate fi ales după dorință; de el depinde în special dificultatea jocului.

(R. J. Horst)

165 *Tahometru digital pentru bicicletă*

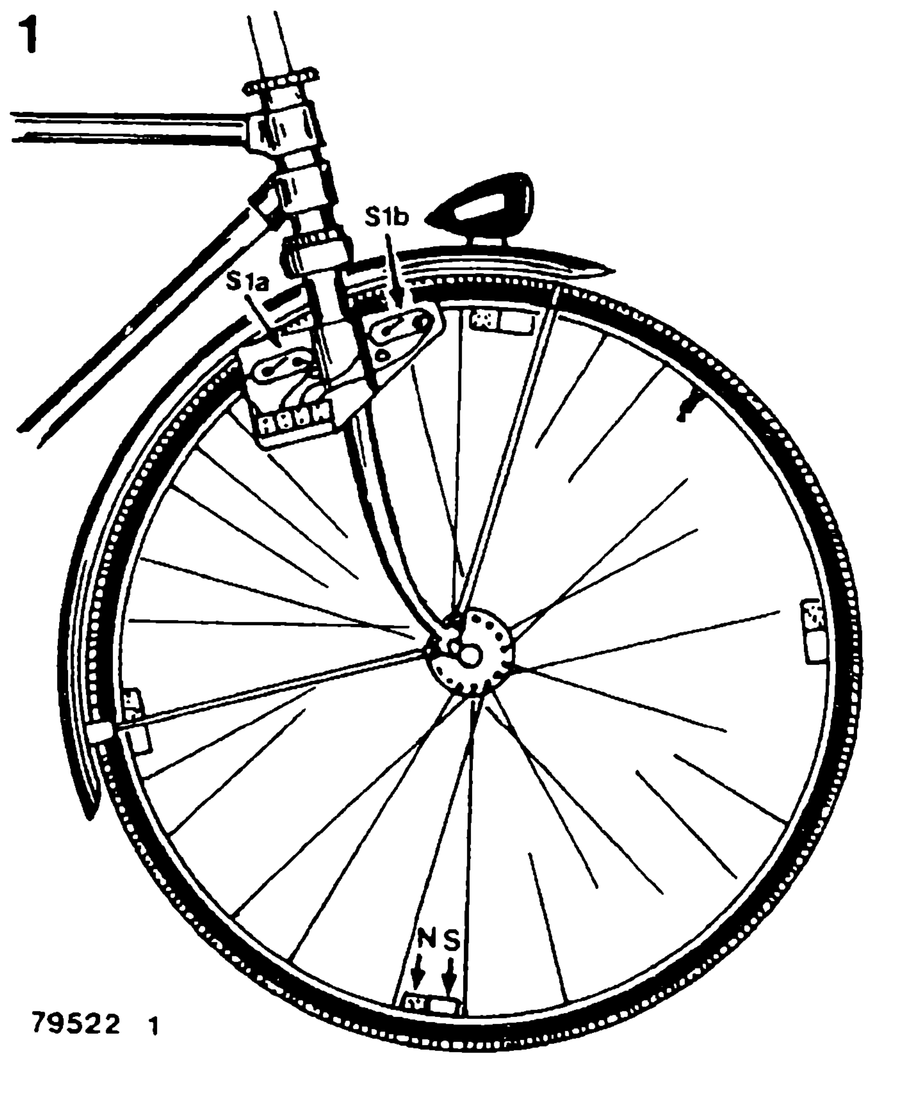
Acest vitezometru este înrudit cu tahometrul de bicicletă descris în colecția pe anul 1978 a revistei Elektor (montajul 100). Aici, ca și acolo, informația despre viteză este obținută cu ajutorul a două relee Reed ale căror contacte sunt acționate de mai mulți magneți permanenți fixați pe roată. Fig. 1 prezintă amplasarea contactelor Reed și a magneților.

Față de celălalt montaj, în acest caz viteza este măsurată și afișată digital. Prin aceasta, nu numai că se mărește anduranța mecanică, dar și citirea se poate face mai repede și mai ușor pe un display, față de un instrument cu ac indicator. Necesarul de curent rămâne redus, deoarece tensiunea de alimentare este conectată doar în timpul măsurării (cu S2).

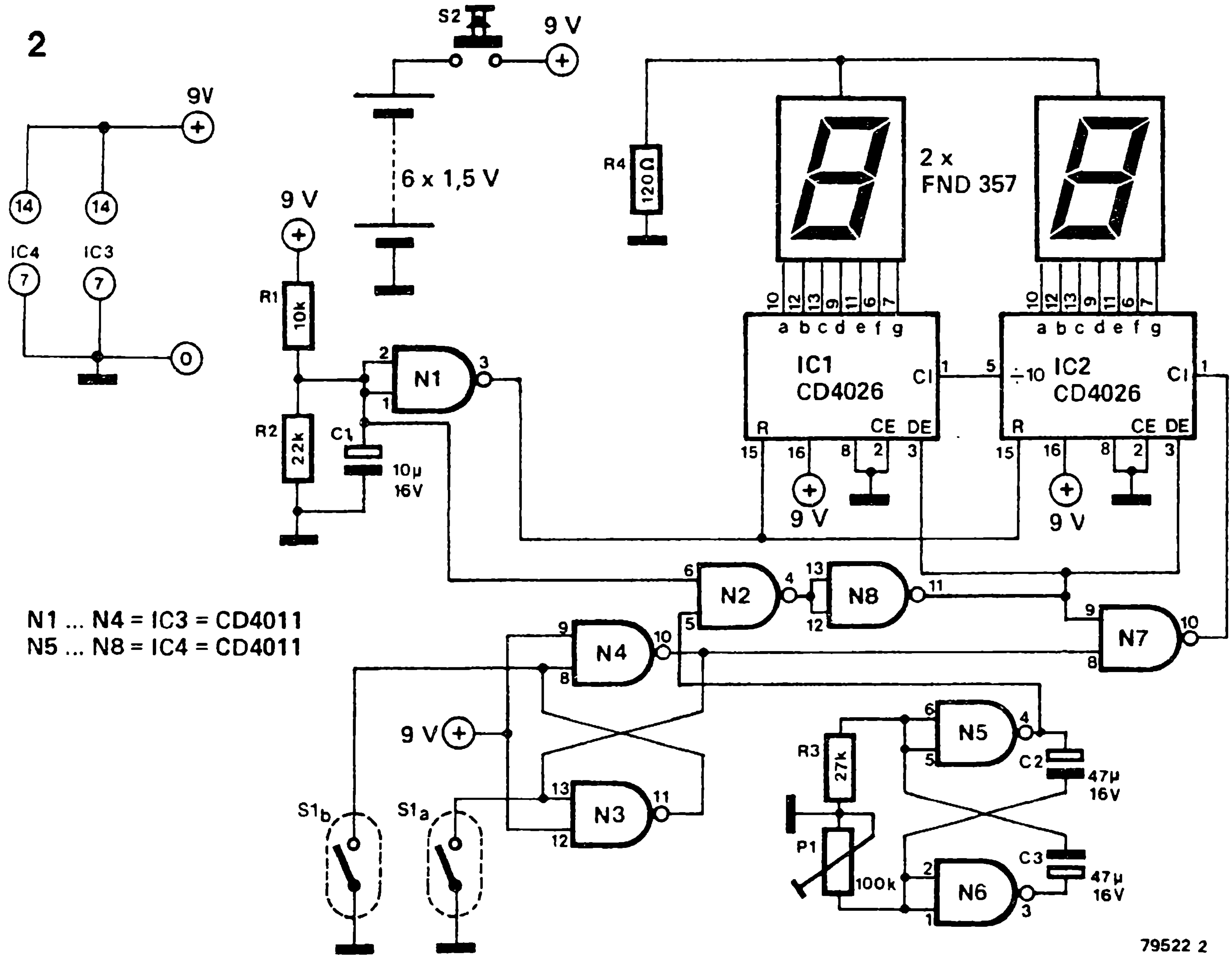
Montajul tahometrului (fig. 2) lucrează după un principiu simplu: impulsurile produse de contactele releului Reed sunt numărate într-un anumit interval de timp; starea atinsă de numărător este afișată pe display. Pentru numărarea impulsurilor, decodificarea stării numărătorului și comanda celor două afișaje cu șapte segmente sunt necesare doar două circuite integrate 4026 (IC1, IC2). Multivibratorul bistabil RS N3/N4 servește la preluarea impulsurilor de la contactele Reed S1a și S1b. Aceste impulsuri ajung la intrarea numărătorului prin poarta N7. Multivibratorul astabil N5/N6 stabilește durata intervalului de măsură; această durată poate fi reglată cu P1, astfel încât tahometrul poate fi etalonat cu acest potențiometru semireglabil.

Montajul cu N1 și N2 resetează numărătorul înainte de fiecare măsurătoare, C1 fiind descărcat după conectarea tensiunii de alimentare cu ajutorul lui S2. Semnalul „1” logic la ieșirea lui N1 determină în continuare resetarea numărătorului. După puțin puțin timp, C1 se încarcă, ieșirea lui N1 trece în starea „0”, iar numărătorul pornește din nou. Pentru a stabili momentul corect când să înceapă timpul de măsurare,

1



79522 1



N2 comută tensiunea de alimentare a lui IC4 (N5 ... N7) abia după impulsul de resetare.

Deoarece, în cazul utilizării bateriilor, nu este posibilă o indicație continuă a vitezei din cauza consumului mare de curent al displayului cu LED-uri, tahometrul lucrează doar la apăsarea butonului. De fiecare dată când se acționează S2, se obține o indicație asupra vitezei momentane. Prin aceasta se simplifică montajul, deoarece nu mai este necesară o resetare automată a numărătorului.

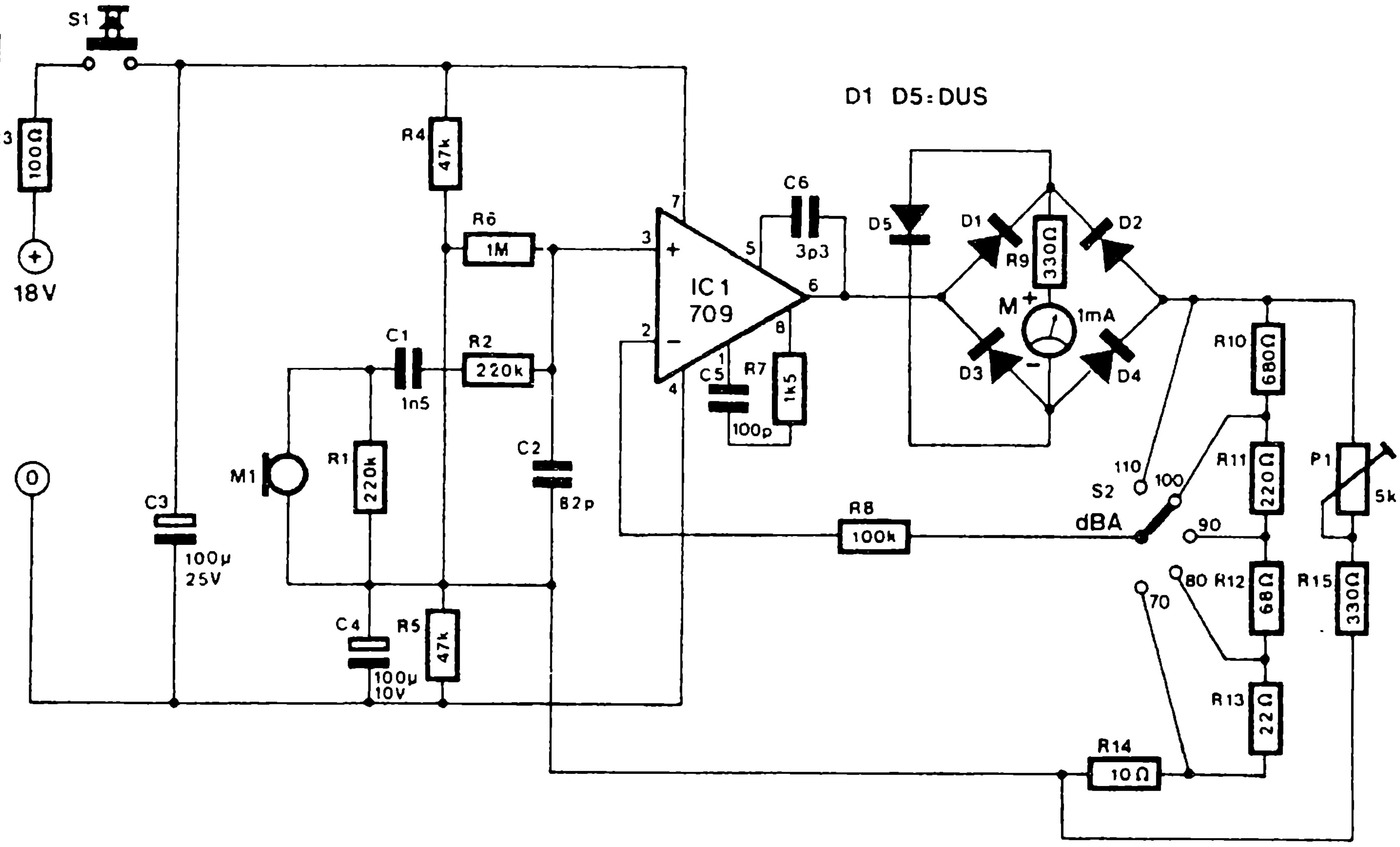
Numărul de magneți montați pe roată este, în principiu, la alegere. Pentru a nu fi necesar să se fixeze un timp de măsurare prea lung, ar trebui să existe totuși cel puțin trei magneți. Reglarea timpului de măsurare (etalonarea tahometrului) trebuie realizată cu ajutorul unui aparat etalon.

(P. de Jong)

166 *Aparat de măsurare a nivelului de sunet*

Un astfel de aparat își poate găsi o întrebuințare, de exemplu, la controlul intensității sunetului unei înregistrări sau într-o discotecă. Aparatul prezentat aici a fost conceput inițial pentru a măsura zgomotul unei căi ferate în miniatură. El are cinci domenii de măsură cuprinse între 70 și 120 dB; precizia de citire este de 0,5 dB. Prototipul are o eroare de măsură de ±1 dB. Montajul este prezentat în fig. 1. Pentru preluarea semnalului acustic servește microfonul M1 cuplat la circuitul C1, C2, R1, R2. Aceste elemente constructive, împreună cu capacitatea microfonului și cu impedanța de intrare a amplificatorului formează un „filtru de intrare”. Prin aceasta, montajul capătă o caracteristică de frecvență corespunzătoare

1



79639 1

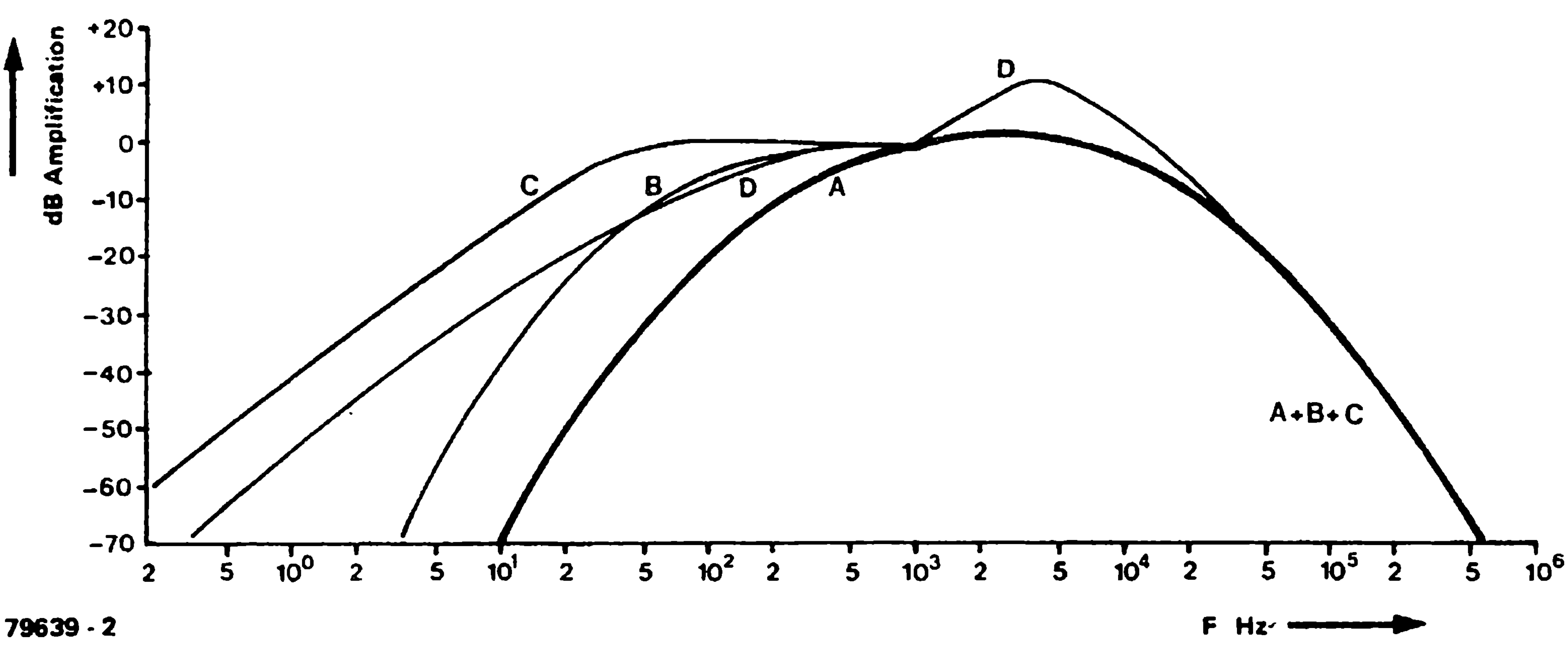
caracteristicii de frecvență standard „A” (vezi fig. 2). Semnalul filtrat ajunge apoi la amplificatorul operațional IC1 a cărui sensibilitate poate fi comutată, cu ajutorul lui S2, corespunzător celor cinci domenii de măsură.

Diodele D1 ... D4 redresează tensiunea alternativă la ieșirea amplificatorului operațional și alimentează instrumentul indicator prin rezistența R9. Deoarece redresorul se găsește în ramura de reacție negativă a amplificatorului, indicația rămâne liniară pe întreg domeniul. Pentru protejarea instrumentului contra tensiunilor prea mari, a fost introdusă dioda D5; ea limitează tensiunea de ieșire a redresorului, atunci când sursa de zgomot este prea puternică pentru domeniul respectiv de măsurare. Pentru a se preîntâmpina o instabilitate a amplificatorului operațional și pentru compensarea de fază și frecvență, au fost introduse condensatoarele C5 și C6 și rezistența R7.

În condiții normale, curentul absorbit este de circa 2 mA; de aceea, alimentarea se poate face de la două baterii de 9 V. Butonul S1 are și rolul de a deconecta aparatul după măsurare. Instrumentul de măsură ar trebui să aibă o scală gradată în dB cu valoarea maximă de +10 (gradare logaritmică normală).

(P. Barnes)

2



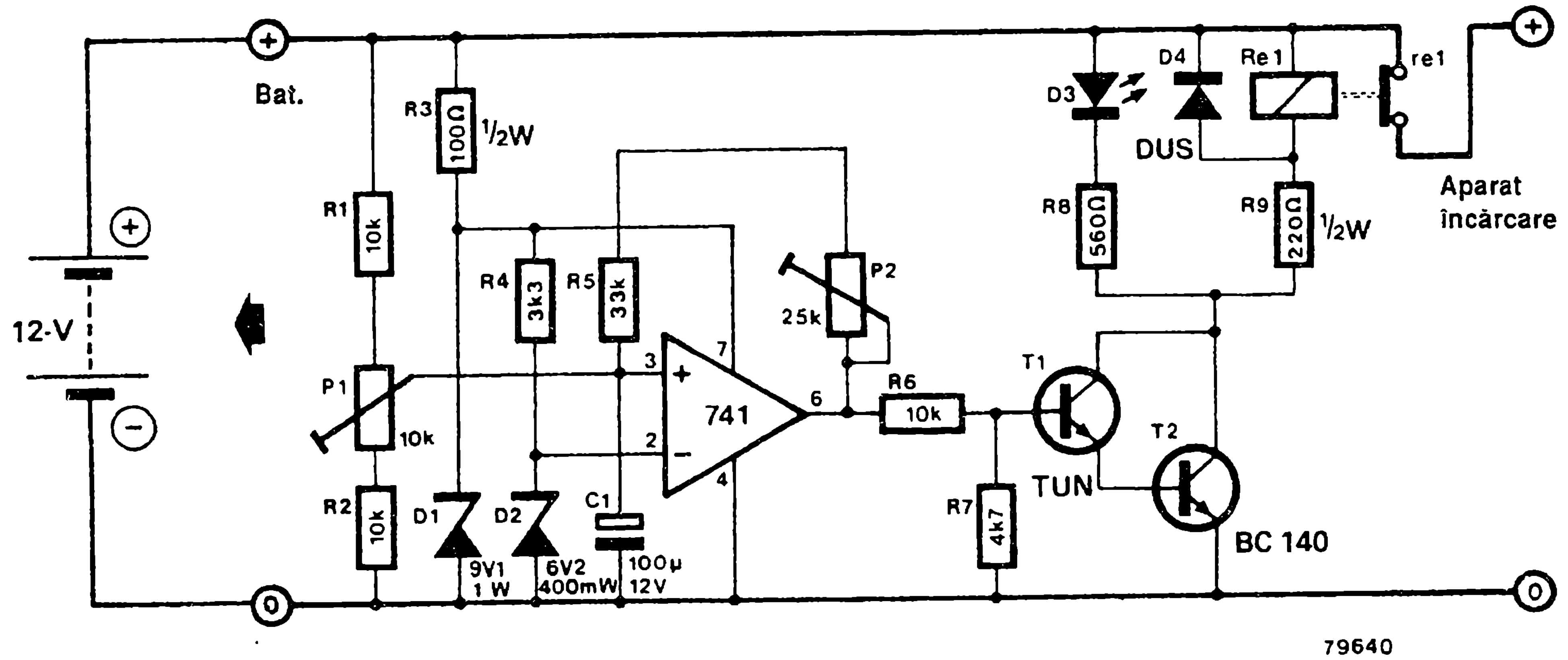
79639 - 2

167 Releu pentru încărcarea acumulatoarelor

Aparatele automate de încărcare a acumulatoarelor nu sunt ieftine. Dacă nu dorim să cheltuim prea mult, cu toate că avem nevoie de un aparat cu limitare automată a curentului de încărcare, atunci montajul prezentat aici constituie o alternativă. Se cumpără un aparat de încărcare simplu și ieftin și se echipează cu un întrerupător automat al curentului de încărcare, construit după cum urmează.

Partea cea mai importantă a montajului este un comparator care compară tensiunea acumulatorului cu o tensiune de referință. Dacă tensiunea acumulatorului depășește o anumită valoare maximă reglabilă, releul întrerupe încărcarea; dacă tensiunea scade din nou sub o valoare minimă, de asemenea reglabilă, atunci releul conectează din nou curentul de încărcare.

Drept comparator servește un amplificator operațional (741). Tensiunea de alimentare a amplificatorului operațional este stabilizată cu R3 și D1 și de aceea este independentă de tensiunea acumulatorului. Tensiunea de referință pentru comparator se obține cu ajutorul lui R4 și D2, din această tensiune stabilizată. Tensiunea acumulatorului este redusă prin divizorul de tensiune R1/P1/R2 și apoi este comparată cu tensiunea de referință. Dacă tensiunea acumulatorului crește, atunci pentru o anumită valoare (reglabilă cu P1), intrarea neinversoare a comparatorului se găsește la



un potențial mai ridicat decât intrarea inversoare. Prin aceasta tensiunea sa crește, iar releul anclanșează prin T1 și T2. Contactul S1 al acestuia întrerupe curentul de încărcare. În acest caz LED-ul D3 luminează.

Pentru a se evita ca, la oscilații mici ale tensiunii acumulatorului, releul să conecteze și să deconecteze într-o succesiune rapidă, comparatorul are un histerezis produs prin reacția pozitivă realizată cu R5 și P2. O parte a tensiunii de ieșire ajunge astfel la intrarea neinversoare a comparatorului. Cu ajutorul lui P2 se poate modifica histerezisul, adică se poate stabili valoarea minimă a tensiunii acumulatorului la care curentul de încărcare este reconectat.

Pentru reglare se utilizează cel mai bine o sursă de tensiune stabilizată reglabilă, care se conectează la releu în locul acumulatorului. Această sursă se reglează la 14,5 V și se rotește apoi P1 astfel încât releul să fie pe punctul de a comuta (și de a deschide pe S1); apoi se reglează sursa la 12,4 V și se rotește P2 astfel încât releul să deconecteze. Deoarece P1 și P2 se influențează reciproc, acest procedeu trebuie repetat de mai multe ori.

Încă o indicație: atunci când curentul de încărcare este prea mare pentru a putea fi comutat de releu, contactul S1 poate lucra și în circuitul primar al transformatorului de rețea ce alimentează aparatul de încărcare. Releul trebuie ales corespunzător acestei situații.

(H. Heere)

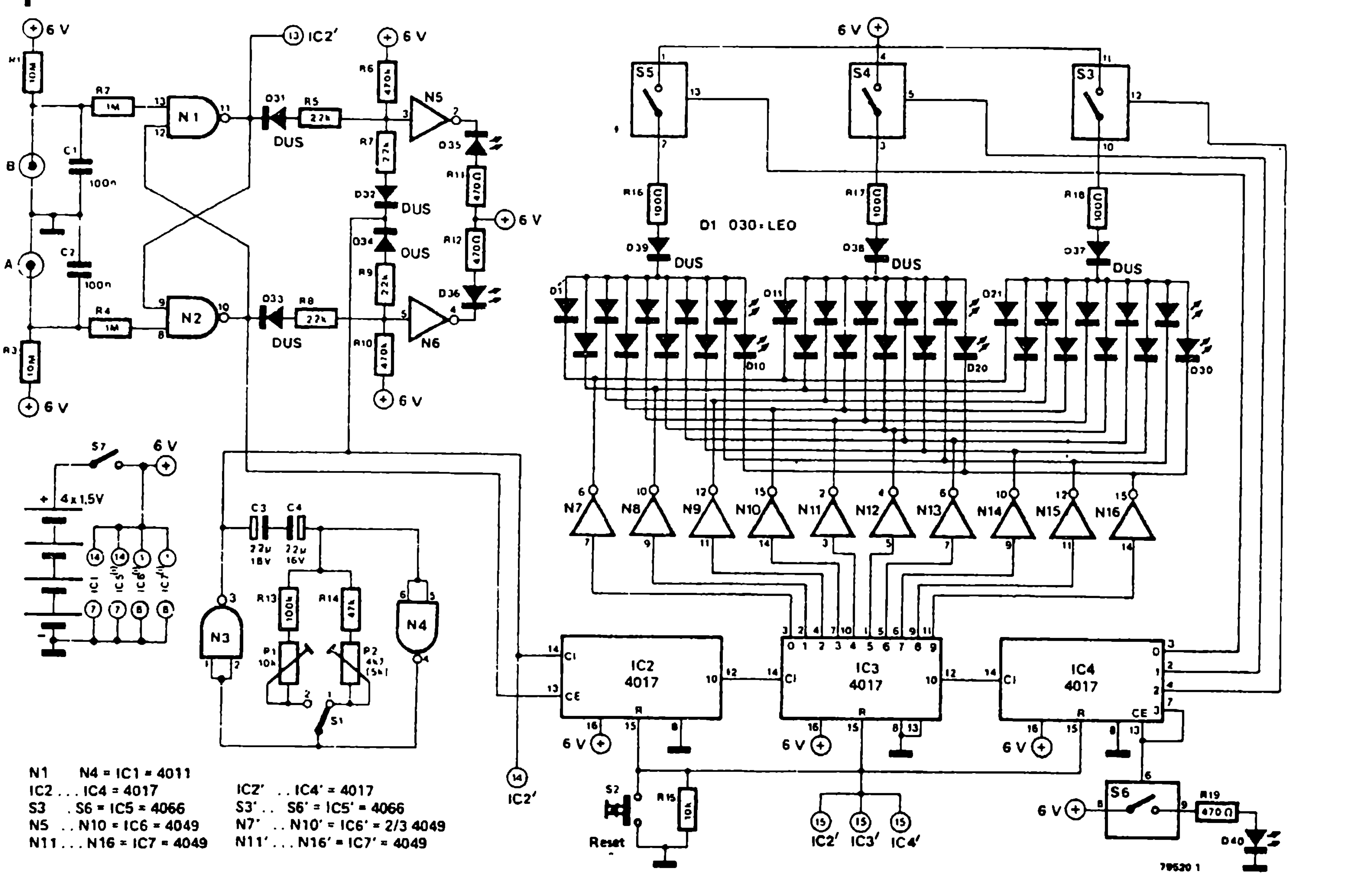
168 Ceas pentru șah

Acest ceas electronic pentru șah este potrivit în special pentru măsurarea timpului de gândire la așa-zisul șah rapid, la care jucătorii au la dispoziție doar 5 sau 10 minute ca timp total de gândire.

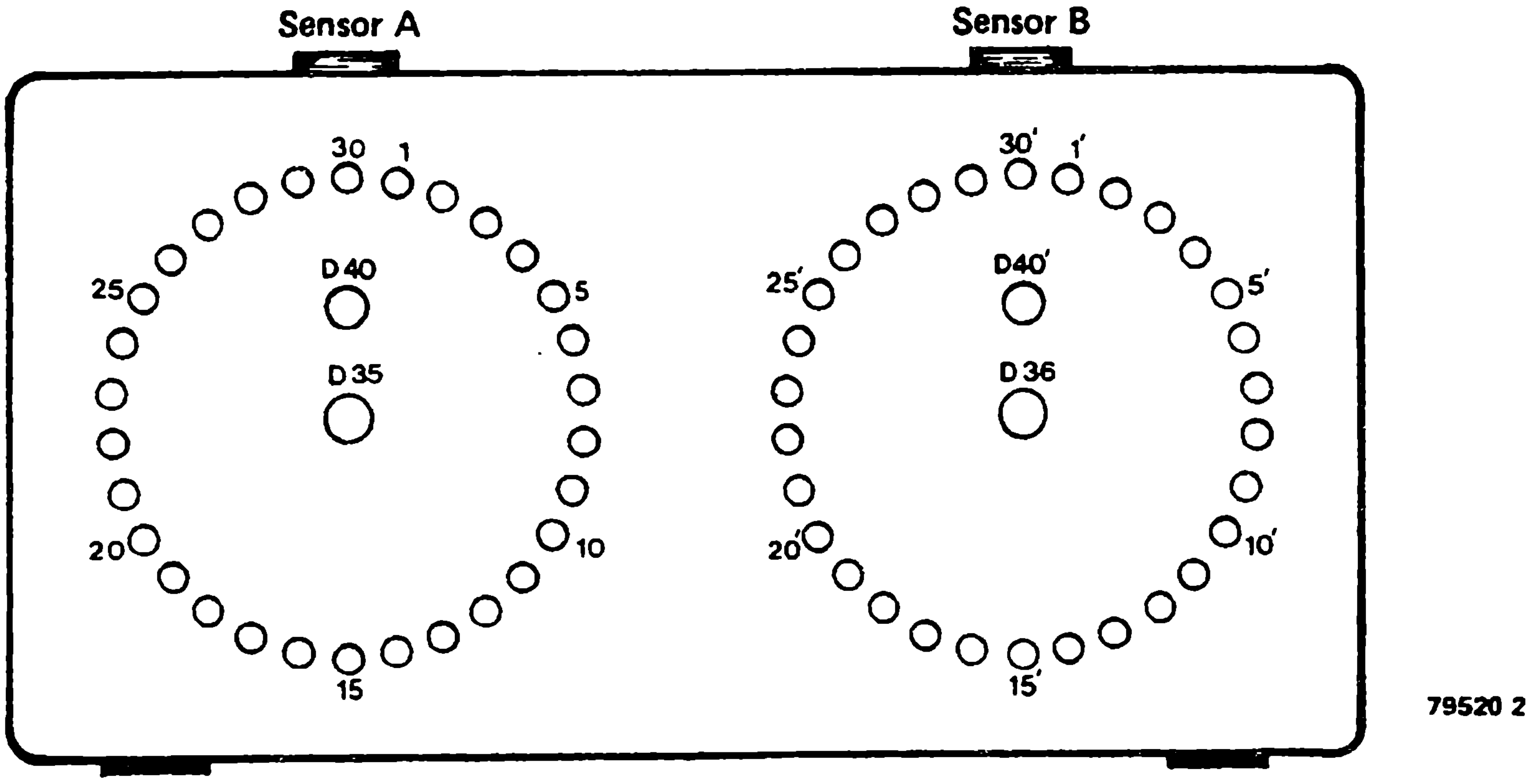
Montajul (vezi fig. 1) constă dintr-un contor de timp pentru jucătorul A și unul pentru jucătorul B; contorul unui jucător este pornit mereu după ce celălalt jucător și-a terminat mutarea. Așa cum se vede din fig. 2, indicarea timpului se face prin 30 de LED-uri aranjate în cerc. La un timp total de gândire de 5 min (S1 în poziția 1), LED-urile se aprind în serie după câte 10 secunde; la o durată dublă a jocului (S1 în poziția 2) acest timp este de 20 secunde.

Depășirea timpului de gândire este indicată de LED-ul D40 (jucătorul A), respectiv de LED-ul D40´ (jucătorul B). Pentru începerea jocului trebuie resetate ambele contoare prin apăsarea tastei S2. LED-urile D35 și D36 arată care din cele două contoare este în funcțiune la momentul respectiv. Contorul jucătorului A este pornit prin atingerea senzorului B de către jucătorul B. Prin aceasta, ieșirea porții logice N1, care împreună cu N2 formează un multivibrator bistabil, trece în starea „0” logic. Contorul de timp A (IC2 ... IC4) numără acum impulsurile produse de generatorul de tact constituit din N3 și N4. Prin atingerea senzorului B, contorul B este oprit; doar o atingere a senzorului A permite ca numărătorul B să devină din nou activ. Aceasta se întâmplă atunci când jucătorul B este din nou la mutare. Ceasul de șah este alimentat de patru baterii de 1,5 V sau de un acumulator NiCd de 6 V; curentul absorbit este de circa 45 mA. Pentru a etalona ceasul este necesar, de exemplu, un ceas cu cristal de cuarț dotat cu buton Start-Stop. Potențiometrul P2 trebuie reglat astfel încât, cu S1 în poziția 1, fiecare LED să lumineze exact 10 secunde. În continuare se trece S1 în poziția 2 și se reglează cu P1 durata de iluminare a LED-urilor la 20 secunde. Dacă nu se dorește utilizarea ceasului pentru măsurarea timpului de gândire la șahul rapid, ci la șahul normal, atunci frecvența de tact trebuie redusă mult. Aceasta se

1



2



poate realiza fie prin mărirea capacităților C3 și C4 (condensatoare cu tantal) fie prin alegerea unor valori mai mari pentru R13/P1 și R14/P2. Pentru a se putea măsura timpi foarte mari, generatorul de tact se construiește cel mai bine cu un circuit integrat 555. Timpul total de gândire se cumulează, independent de durata sa, din 30 de intervale egale ca durată.

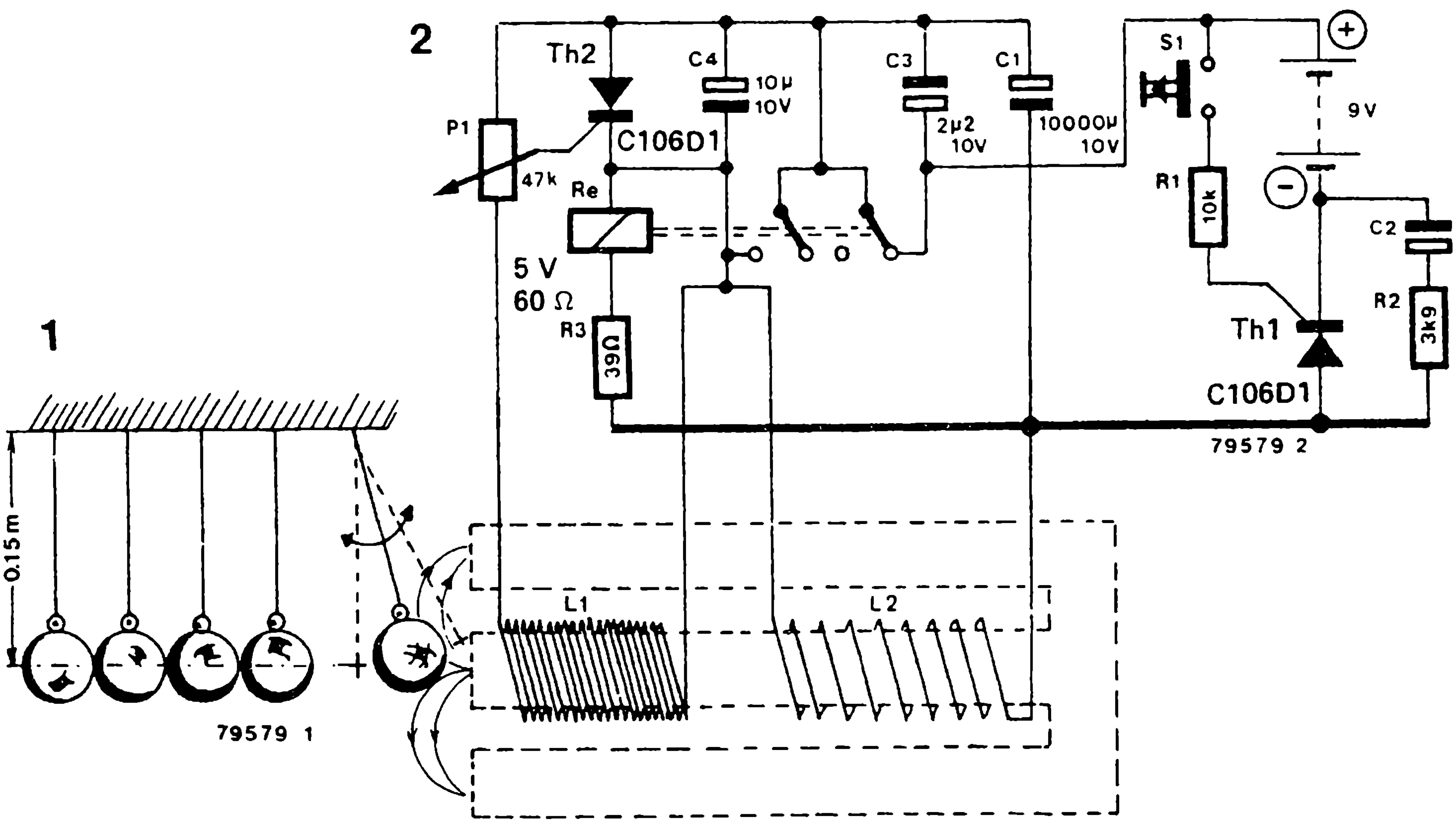
(S. Woydig)

169 *Accelerator clic-clac*

Montajul este o anexă pentru cunoscuta jucărie decorativă cu bile suspendate (fig. 1); aceasta poate fi întâlnită în aproape orice magazin de cadouri. Una dintre bilele din capătul șirului de cinci (de obicei) bile pune jocul în mișcare. Pentru aceasta, i se imprimă o mișcare pendulară; sistemul se comportă în așa fel încât, pe rând, cele două bile externe efectuează câte o jumătate de oscilație pendulară. Energia este transmisă prin „lovirea centrică” a celor trei bile din centru. Pierderile de energie determină ca, după un anumit nu-

2

1



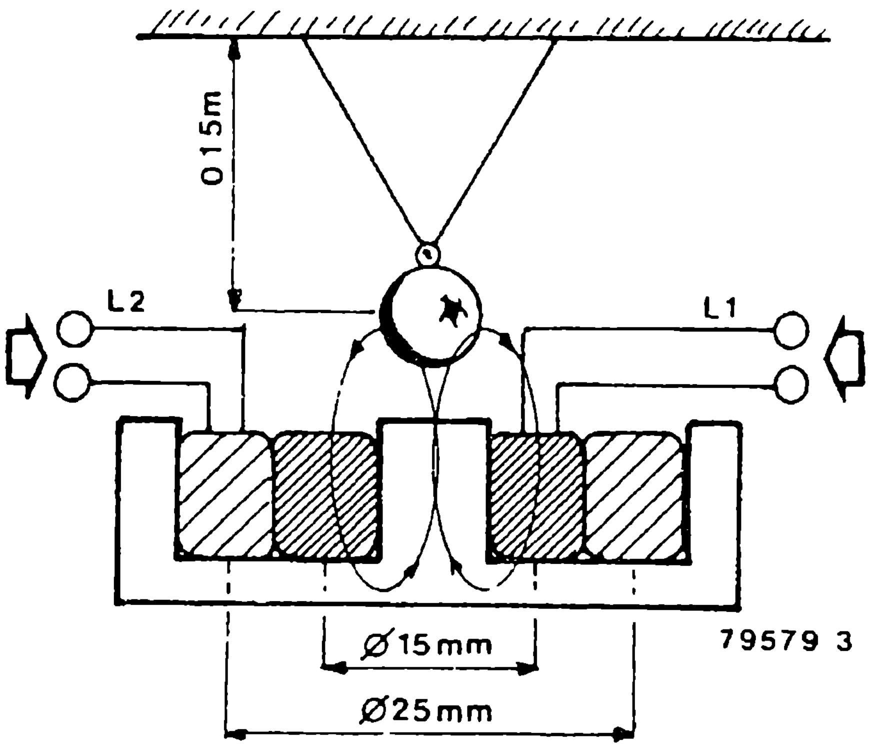
măr de oscilații, sistemul să ajungă în starea de repaus. Dacă se neglijează pierderile de energie, frecvența oscilațiilor este dată de formula:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{1}{g}}}$$

Pentru o lungime a pendulului de 0,15 m și o accelerație gravitațională g = 9,81 m/s^2, frecvența este de circa 1,3 Hz.

Pentru a compensa pierderile de energie, este util sistemul cu câmp magnetic schițat în fig. 1. Împreună cu montajul din fig. 2, câmpul magnetic exercită o forță asupra uneia din bilele exterioare, astfel încât oscilația rămâne întreținută. Dacă se conectează 6 baterii alcaline cu mangan, de 1,5 V, în serie, pentru alimentare, sistemul oscilează fără întrerupere timp de circa 5 zile.

3



Pentru punerea în funcțiune a instalației, trebuie acționată tasta S1 înainte sau după lansarea bilei. Prin aceasta, tiristorul Th1 primește prin rezistența R1 un impuls de aprindere și trece în starea de conducție. Spre condensatorul C1 circulă un curent de încărcare; de asemenea, se încarcă și C2. Imediat ce o bilă pătrunde în câmpul magnetic al magnetului permanent, rezistența magnetică scade. Bobina L1 induce o tensiune care aprinde tiristorul Th2; momentul aprinderii este determinat de poziția cursorului potențiometrului P1. Releul Re conectat în circuitul catodic al tiristorului Th2 anclanșează. Curentul care circulă acum prin bobina L2 produce un câmp magnetic suplimentar care susține magnetul permanent. Bila aflată în câmpul magnetic este accelerată; această acțiune compensează pierderea de energie din izbiturile centrice. Imediat ce bila părăsește câmpul magnetic, tensiunea indusă în L1 scade și Th2 se blochează. Procesul se repetă, cu frecvența calculată deja, atâta timp cât sistemul este alimentat cu energie.

Dacă se opresc bilele, prin condensatorul C1 nu mai circulă nici un curent de încărcare; ca urmare condensatorul C2 se descarcă. Dacă curentul de descărcare este mai mic decât curentul minim de menținere al tiristorului, Th1 se blochează, iar instalația se deconectează. Fig. 3 prezintă o secțiune transversală prin sistemul bobinelor. El constă dintr-un magnet permanent format din bobina L1 (0,1 mm CuEm, 10.000 spire, 1 k), din bobina L2 (0,4 mm CuEm, 2300 spire, 25 Ω) și un pachet de tole de transformator.

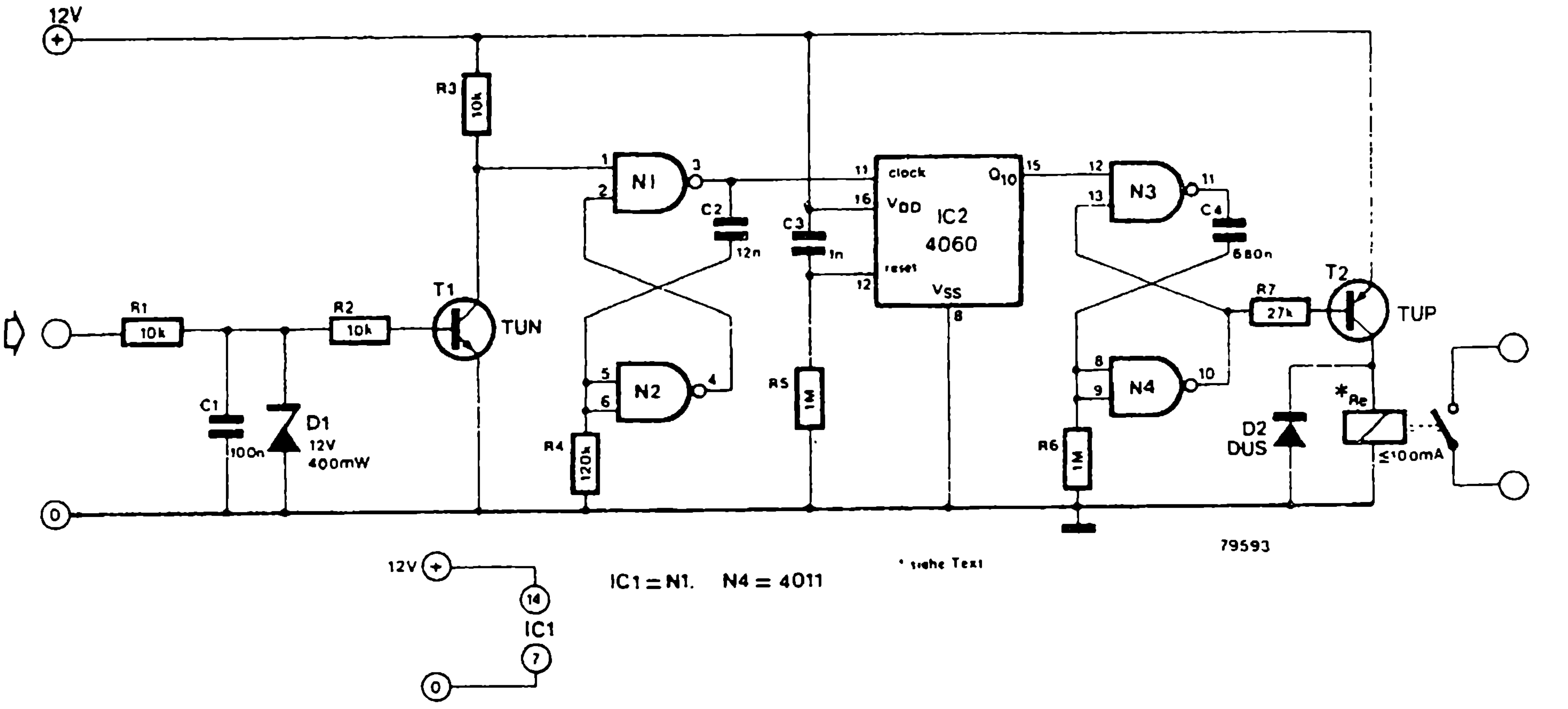
Tiristoarele pot fi de orice tip.

(K. Bartkowiak)

170 *Comutator de intervale comandat de turație*

La comutatoarele de intervale pentru ștergătoarele de parbriz obișnuite, frecvența de ștergere este independentă de viteza autovehiculului. Dacă acesta merge mai repede, numărul stropilor de ploaie ce lovesc parbrizul crește, iar intervalele dintre ștergeri ar trebui să fie mai mici. Se poate realiza un montaj care să reacționeze corespunzător la schimbările de viteză prin conectarea la tahometru. Asemenea dispozitive sunt destul de scumpe. Este mai simplu ca montajul să fie comandat de contactul ruptorului. Trebuie să se ia în considerare faptul că durata intervalelor la accelerare și conectare se modifică rapid.

Intrarea montajului este legată la contactul ruptorului. Dacă contactul este deschis, atunci la intrare ajunge întreaga tensiune a acumulatorului. Formatorul de impulsuri T1 este coman-



dat prin R1 și R2; el triggerează multivibratorul monostabil N1/N2. Numărătorul (IC2) divizează prin 10 frecvența de ieșire a multivibratorului și conduce noul semnal la un al doilea multivibrator monostabil N3/N4, la a cărui ieșire apare un impuls de circa 0,5 s. Perioada dintre două impulsuri succesive este dependentă de turație și este cuprinsă între 10 și 40 secunde. La fiecare impuls tranzistorul T2 conduce pentru puțin timp, astfel încât releul ștergătorului anclanșează, iar ștergătorul execută o mișcare de du-te - vino. Dacă se conectează printr-un comutator un al doilea condensator de circa 2,2 mF/16 V, în paralel cu C4, atunci ștergătorul efectuează două mișcări de du-te - vino.

Dioda Zener D1 limitează tensiunea de intrare și protejează tranzistorul T1 de vârfurile de tensiune de la contactul ruptorului. Dioda D2 are un rol asemănător. În cazul în care consumul de curent al releului este mai mare de 100 mA, atunci trebuie introdus un tranzistor mai puternic.

(D. Laues)

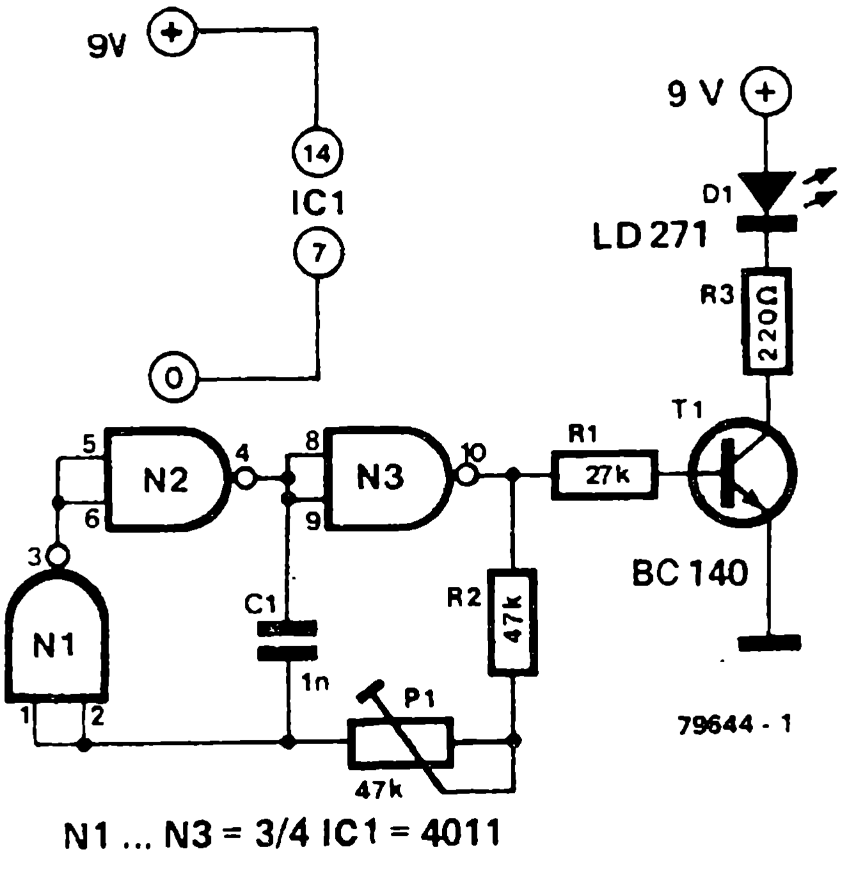
171 *Cheie optică*

Cheia optică servește la deschiderea unor uși cu ajutorul radiațiilor infraroșii (IR). Este aproape imposibilă copierea cheii de către persoane neautorizate pentru a deschide ușile interzise.

Fig. 1 prezintă emițătorul în infraroșii (IR). Un multivibrator astabil construit cu porțile NAND N1 ... N3 produce frecvența modulatoare pentru dioda emițătorului D1. Frecvența poate fi reglată cu potențiometrul semireglabil P1.

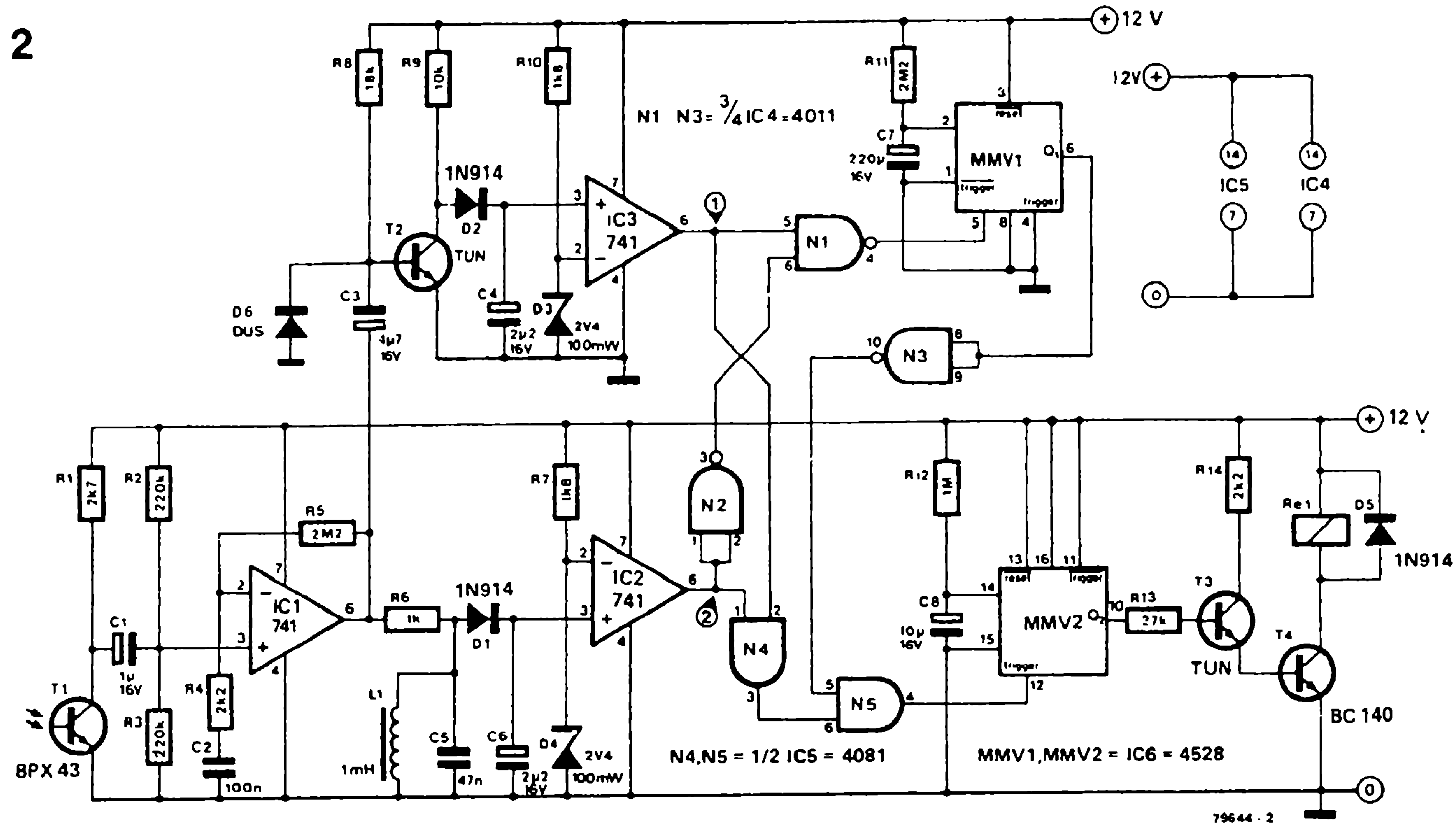
Receptorul IR este prezentat în fig. 2. Un semnal apărut pe fototranzistorul T1 este amplificat de amplificatorul operațional IC1. Circuitul oscilant (L1/C1) este reglat pe circa 23 kHz și filtrează, din banda de frecvențe mai largă, semnalele de 23 kHz. Semnalul filtrat este redresat de dioda D1 și condus la circuitul inte-

1



N1 ... N3 = 3/4 IC1 = 4011

2



grat IC2, care este conectat ca trigger Schmitt. Pragul de triggerare este reglat la 2,4 V prin dioda Zener. Un al doilea trigger Schmitt (IC3) primește concomitent semnalul nefiltrat; ca urmare, ieșirea triggerului Schmitt (punctul 1) este în starea „1” logic la fiecare semnal a cărui amplitudine este ≥2,4 V.

Dacă punctul 1 se află la un potențial ridicat, atunci un front pozitiv declanșează în punctul 2 procesul de deschidere. Frontul pozitiv este transmis la intrarea multivibratorului monostabil 1 prin poarta N2/N1. Deoarece însă multivibratorul monostabil MVM1 triggerează cu frontul negativ, starea la ieșire rămâne stabilă, adică ieșirea 6 rămâne în starea „0” logic. Frontul pozitiv din punctul 2 ajunge, de asemenea, la intrarea trigger a lui MVM2. MVM2 triggerează cu frontul pozitiv, astfel încât etajul Darlington T3/T4 conectează releul. În perioada de temporizare a lui MVM2 zăvorârea ușii este suspendată. Dacă frecvența modulatoare a emițătorului IR se abate de la 23 kHz, atunci numai punctul 1 este în starea „1” logic; punctul 2 rămâne în starea „0” logic. Frontul negativ inversat prin N1 triggerează MVM1. În timpul perioadei curente a multivibratorului monostabil, care măsoară câteva minute, triggerarea lui MVM2 este blocată. Chiar și dacă lumina IR ajunge la receptor cu frecvența modulatoare corectă, ușa rămâne zăvorâtă. Pentru aceasta servește poarta „ȘI” N5; o intrare rămâne în starea „0” logic, în perioada de temporizare a lui MVM1. Poarta blochează deci impulsul de triggerare necesar pentru MVM2.

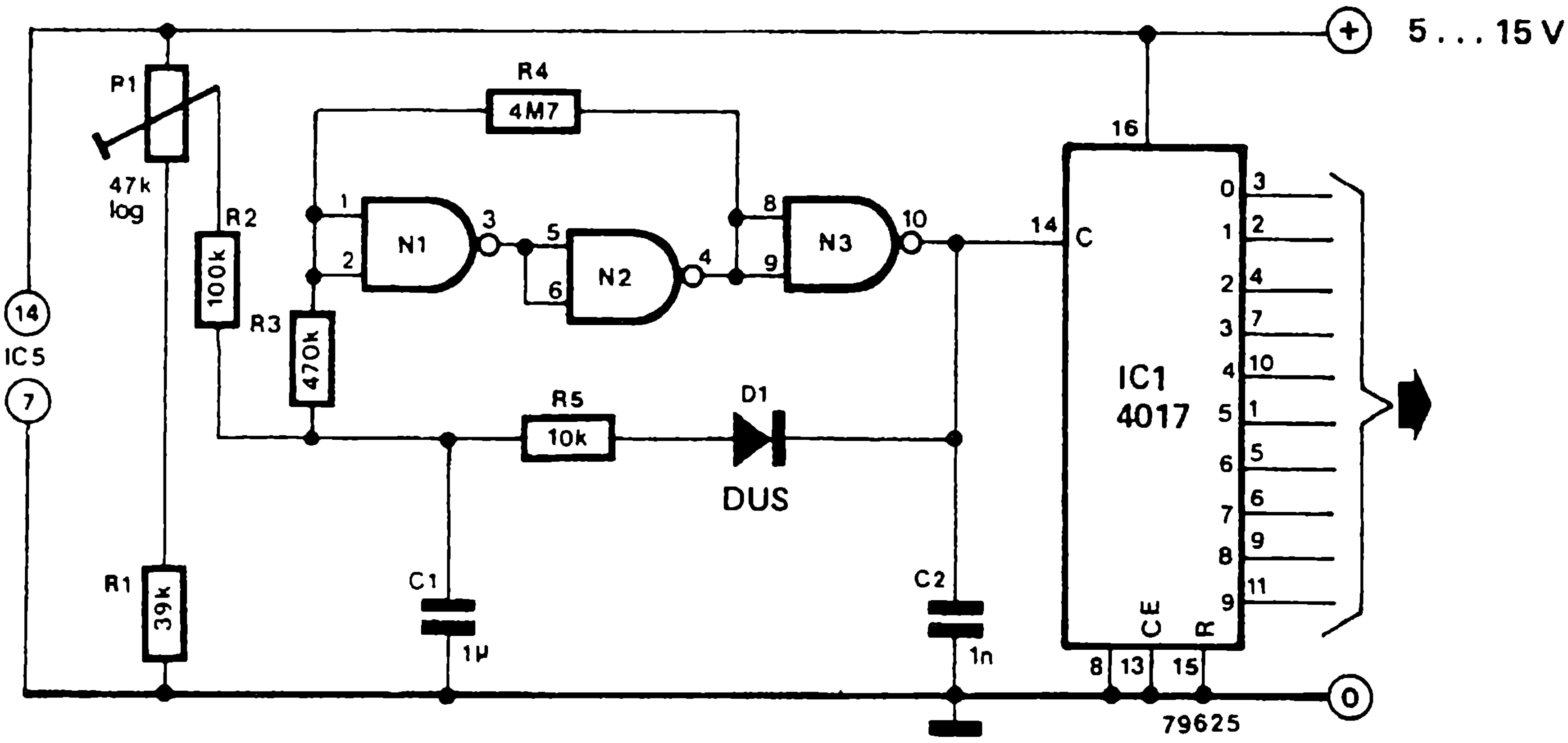
Dacă se înlocuiește releul cu un multivibrator bistabil, cu acest montaj se poate conecta și deconecta o instalație de alarmă pentru autovehicule. Pentru aceasta, fototranzistorul trebuie să fie amplasat în așa fel în interiorul autovehiculului, încât să poată fi iluminat corect de emițătorul IR.

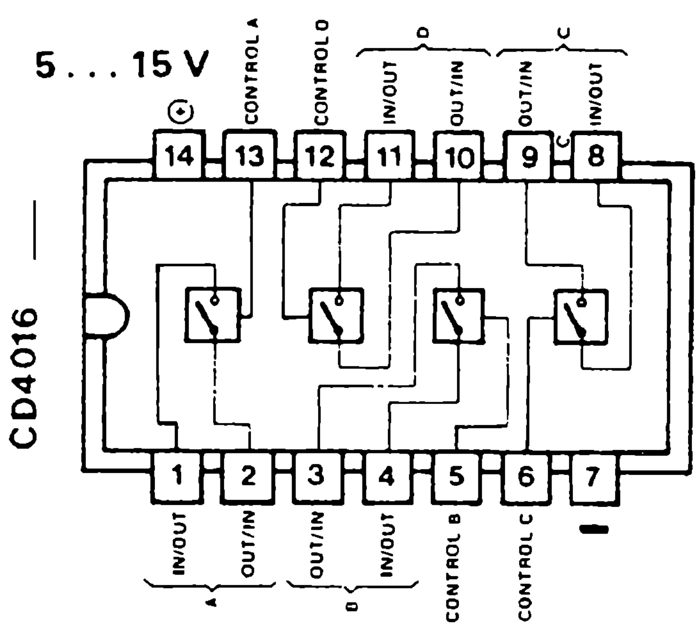
(H. J. Urban)

172 *Comutator secvențial*

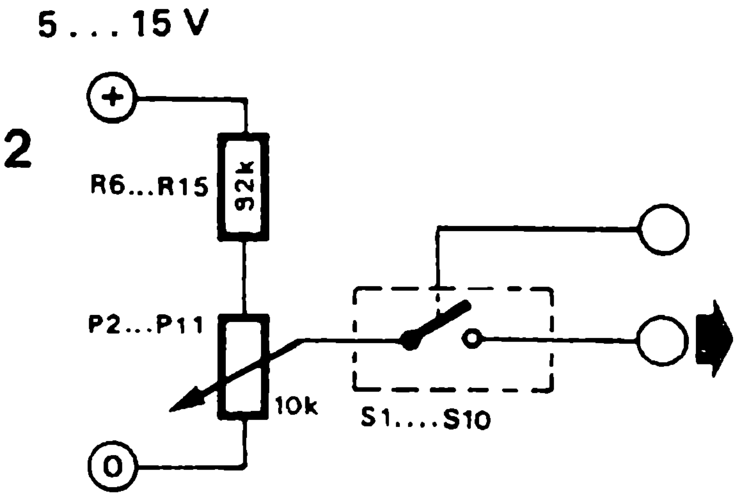
Acest montaj realizează o formă a curbei corespunzătoare pentru 10 note și totuși este construit foarte simplu. Pentru a putea comanda un sintetizator, sunt necesare două semnale: un impuls „poartă” pentru triggerarea semnalului modulator (ADSR) și o tensiune de comandă pentru oscilatoarele comandate în tensiune (VCO).

1





2



N1 . . . N3 = 3/4 IC5 = 4011
S1 . . . S10 = IC2,IC3,IC4 = 4016

Tensiunile VCO sunt realizate astfel: un oscilator construit cu N1, N2 și N3 comandă un numărător zecimal (IC1). Ieșirile acestui numărător sunt legate fiecare cu un comutator analogic, așa cum se arată în fig. 2. Tensiunea de intrare corespunzătoare este reglată cu un potențiometru. Toate ieșirile comutatorului sunt conectate împreună, astfel încât în punctul respectiv există o „compoziție" din zece valori discrete de tensiune. Frecvența acestui semnal poate fi reglată cu ajutorul lui P1. Impulsul „poartă" pentru ADSR este derivat din semnalul de tact. Deoarece fiecare sintetizator necesită impulsuri poartă speciale, nu se indică (în acest loc) nici un montaj pentru producerea lor.

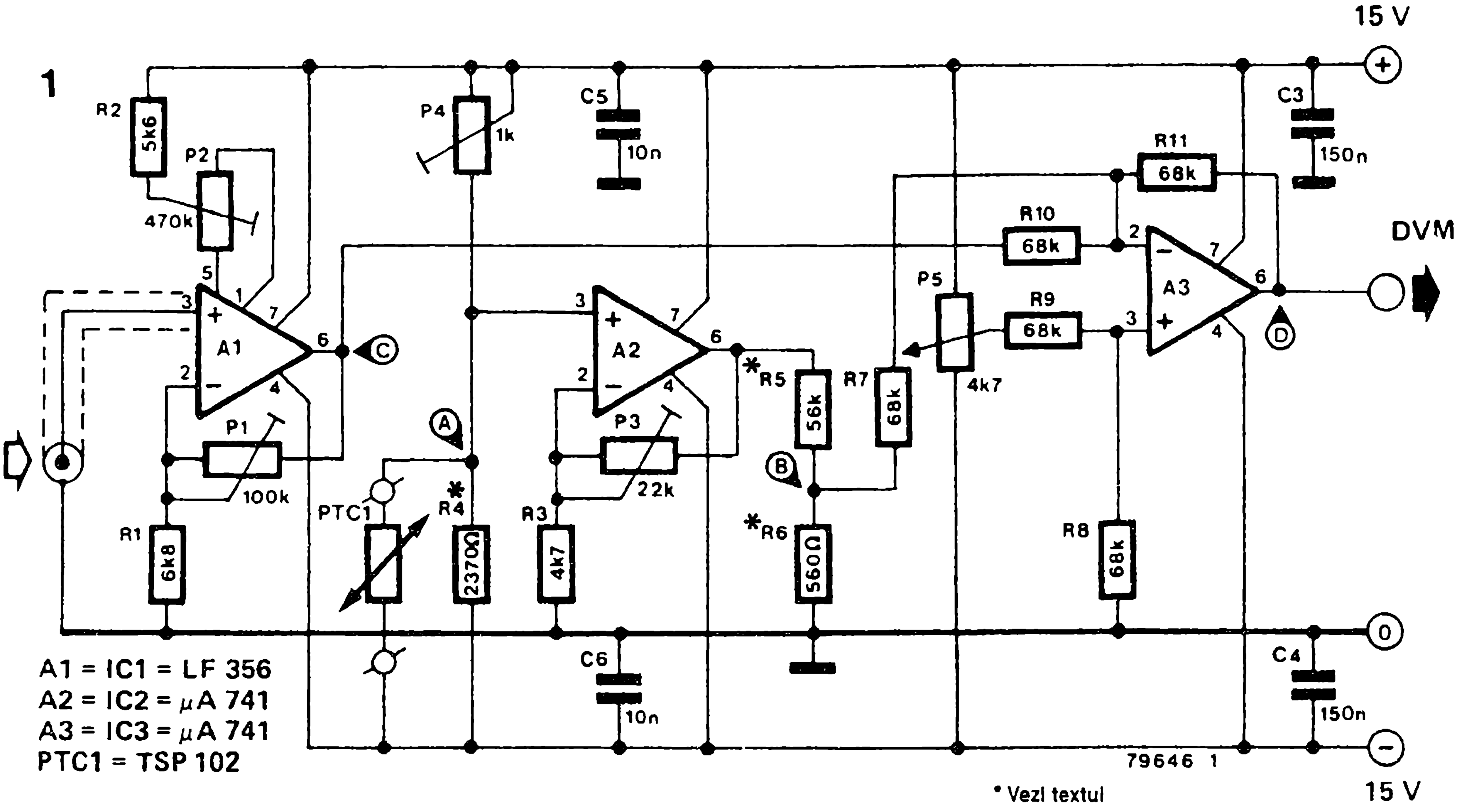
Dezvoltarea și completarea montajului este, bineînțeles, posibilă. O variantă poate fi, de exemplu, utilizarea unui multivibrator monostabil la intrarea de tact a lui IC1. Cu aceasta, forma curbei poate fi explorată treaptă cu treaptă. Fiecare din valorile de tensiune reglate la S1 ... S10 este comparată cu o tensiune de referință. Dacă se dorește un tact mai scurt (mai puțin de 10 trepte), atunci ieșirea corespunzătoare a lui IC1 trebuie să fie legată cu intrarea reset (pin 15).

(J. C. J. Smeets)

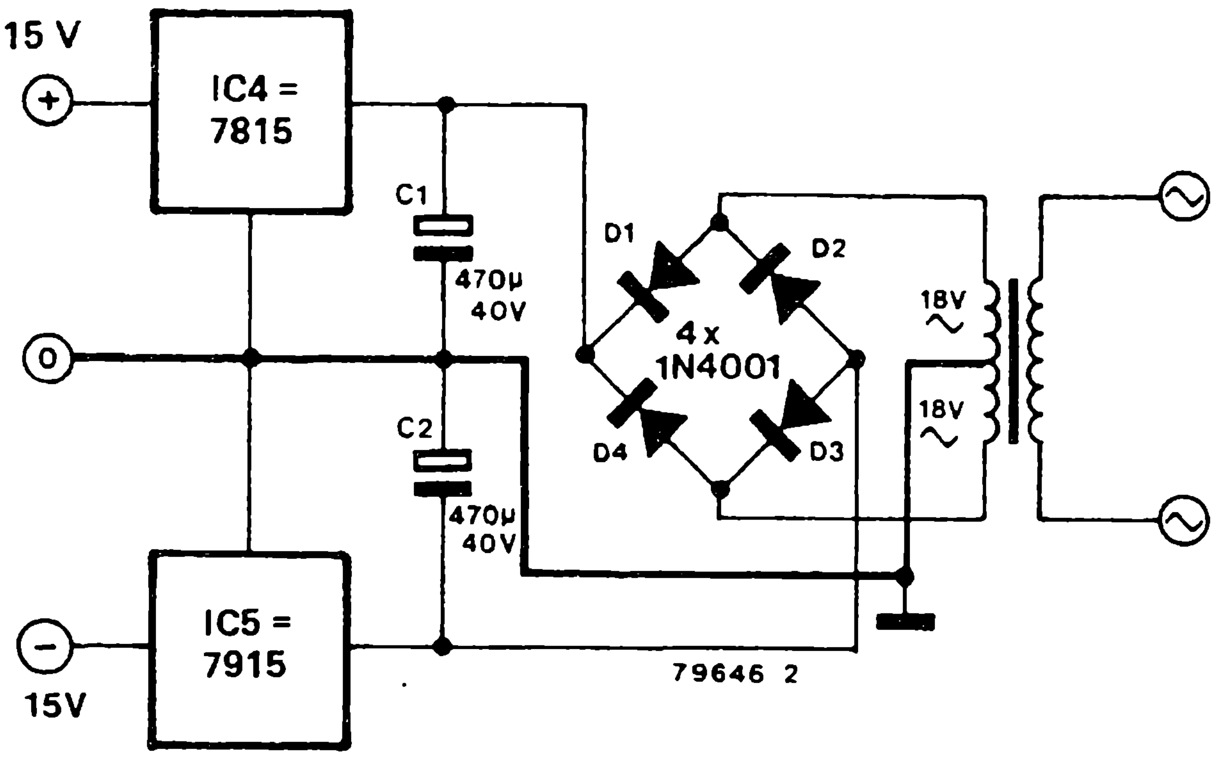
173 *Adaptor pentru măsurarea PH-ului*

Pentru măsurarea precisă a concentrației de ioni de hidroxid (măsurarea pH-ului), în laboratorul de chimie se utilizează, între altele, un electrod de sticlă. Acest electrod este construit după principiul unei celule galvanice. Între tensiunea de ieșire a acestei celule și valoarea

1



2



pH-ului soluției de măsurat există o interdependență liniară. Temperatura soluției influențează în mod clar tensiunea. Un adaptor pentru pH-metru este prin urmare un milivoltmetru cu compensare de temperatură.

Montajul din fig. 1 utilizează amplificatorul operațional A1 ca amplificator de tensiune pentru tensiunea electrodului. Impedanța de intrare a montajului este egală cu rezistența de intrare a amplificatorului operațional; ea măsoară 10^{12} Ω; ca urmare, sarcina electrodului este neînsemnată și influențează rezultatul măsurării. Rezistența PTC, TSP 102 (Texas Instruments), compensează temperatura soluției și, cu aceasta, influența asupra rezultatului măsurătorii. Împreună cu rezistența R4 de 2370 Ω (valoare obținută prin montarea unor rezistențe în paralel), rezistența PTC este dependentă liniar de variațiile de temperatură. Rezistența R4 trebuie realizată din mai multe rezistențe cu peliculă metalică (de exemplu 2k2 + 150 Ω + 10 Ω + 10 Ω). Prin aceasta se evită utilizarea complicatelor amplificatoare corectoare. Amplificatorul operațional A2 servește de asemenea ca amplificator pentru tensiunea existentă în punctul A. Divizorul de tensiune R5/R6 (rezistențe cu peliculă metalică) împarte tensiunea de ieșire într-un anumit raport. Amplificatorul operațional este construit ca amplificator sumă – diferență; el determină valoarea tensiunilor existente. Voltmetrul digital afișează direct valoarea pH-ului. Potențiometrele semireglabile P1 și P3 reglează amplificarea etajului de intrare; P2 servește la echilibrarea lui A1.

Alimentarea trebuie să se facă de la o sursă stabilizată de ±15 V.

Pentru echilibrare trebuie luate în considerare următoarele:

1. Se aduce tensiunea din punctul C la zero volți, cu ajutorul lui P2, intrarea fiind scurtcircuitată.

2. Tot cu intrarea scurtcircuitată se reglează potențiometrul P5 (potențiometru bobinat) în așa fel încât în punctul D să existe o tensiune egală cu 7 V.

3. Cu potențiometrul semireglabil se reglează la zero tensiunea în punctul A, pentru o temperatură a rezistenței PTC de 25°C.

4. Se conectează electrodul de sticlă care este cufundat într-o soluție tampon cu pH = 7. Se corectează, cu ajutorul lui P5, tensiunea în punctul D la 7 V (temperatura soluției egală cu 25°C!).

5. Se scufundă electrodul de sticlă într-o soluție tampon cu pH = 4. Cu potențiometrul semireglabil P1 se reglează la 4 V tensiunea în punctul D. Temperatura soluției trebuie să fie și aici de 25°C.

6. Se încălzește soluția tampon cu pH = 4 la circa 70°C și se verifică dacă, la scufundarea rezistenței PTC, tensiunea în punctul D este tot de 4 V. Eventual se corectează cu potențiometrul P3.

7. Se repetă compensarea de la punctul 3.

Rezistența mare la intrare face ca montajul să fie sensibil la brum; de aceea el trebuie ecranat într-o carcasă metalică. Conexiunile rezistenței PTC TSP 102 trebuie izolate față de acțiunea apei, a acizilor și a substanțelor bazice. Precizia depinde de stabilitatea sursei de alimentare, de precizia cu care este determinat pH-ul soluțiilor de etalonare cât și de precizia voltmetrului digital.

Electrodul de sticlă se obține din comerțul de specialitate pentru articole de laborator; odată cu el se livrează și instrucțiunile de folosire.

(Th. Rumbach)

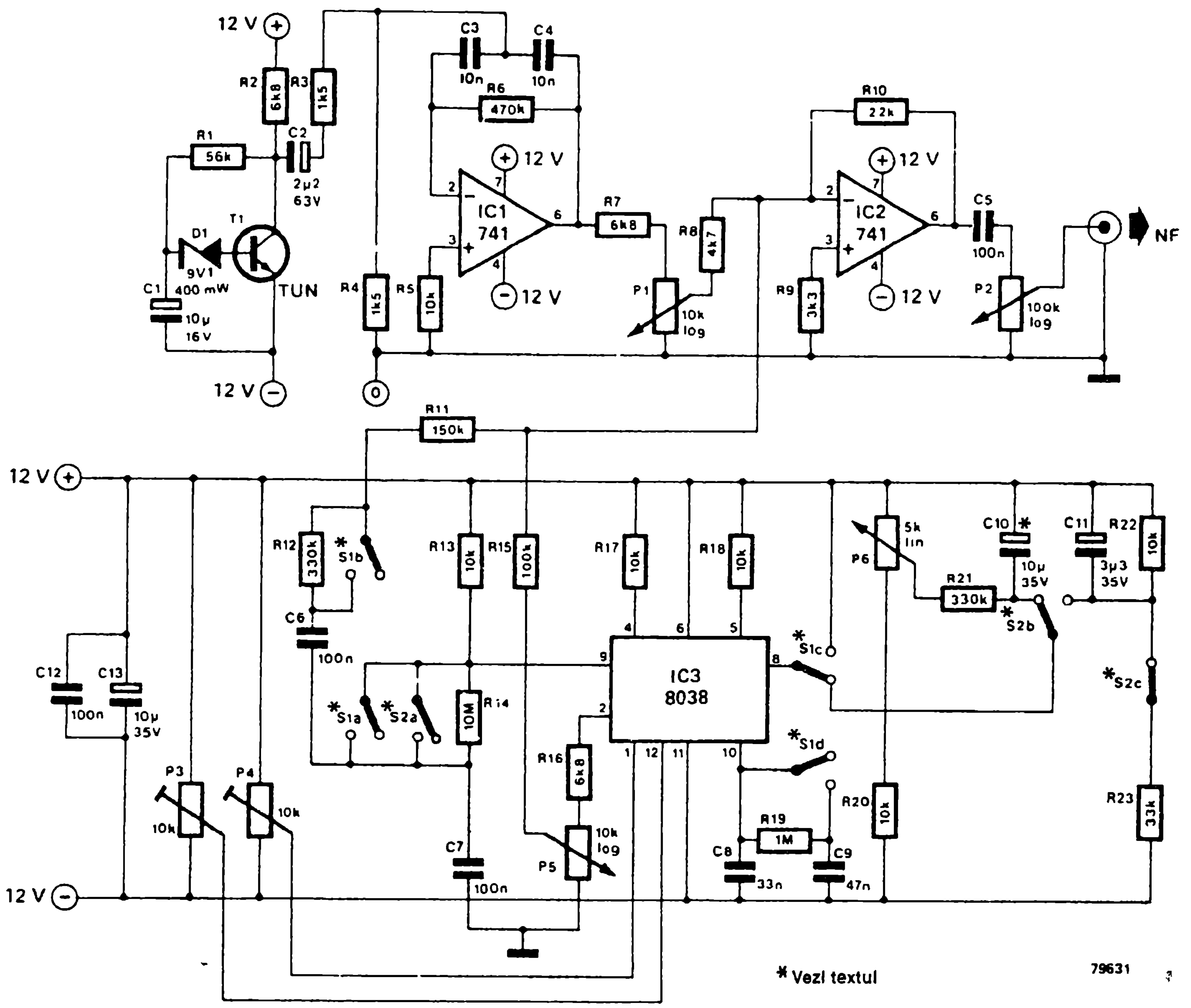
174 *Generator de efecte sonore*

Montajul descris aici a fost utilizat într-o piesă radiofonică pentru școlari pentru imitarea zgomotului unui avion. În piesa respectivă a avut loc și o deturnare („hijacking"). Pentru aceasta aparatul a trebuit să fie în stare să imite zgomote tipice avionului, cum ar fi: pornirea motoarelor, încălzirea, startul, zborul, coborârea și aterizarea – inclusiv șuieratul cauciucurilor la contactul cu pista și focurile de armă. Zgomotul emis de sistemul de antrenare se compune pe de o parte din urletul turbinei, iar pe de altă parte din șuieratul compresorului (a cărui turație variază în funcție de viteză). Urletul turbinei ia naștere dintr-un zgomot alb care ajunge la un filtru trece-bandă al cărui domeniu de trecere se găsește în jurul a 800 Hz. Ca generator de zgomot servesc tranzistorul T1 și dioda Zener D1; filtrul trece-bandă este construit cu circuitul integrat IC1. P1 servește pentru reglarea sunetului.

Generatorul de semnale sinusoidale IC3 produce suplimentar un sunet cu frecvența cuprinsă între 10 Hz și 10 kHz, fiind utilizat un circuit 8038; domeniul de frecvență este stabilit de C8. Frecvența reală a generatorului depinde de poziția „clapetei de accelerație" P6. Semnalul de comandă corespunzător ajunge prin comutatoarele S1c și S2b la intrarea FM a lui IC3; intensitatea șuieratului poate fi reglată cu P5. Deoarece turbina urmărește cu o anumită întârziere schimbarea poziției clapetei de accelerație, a fost inclus elementul integrator R21/C10. C10 ar trebui să aibă doar pierderi mici – dacă este posibil ar trebui utilizat un condensator cu hârtie de 10 μF.

Aceste două semnale, urletul turbinei și șuieratul compresorului, sunt mixate în amplificatorul sumator și apoi conduse, prin regulatorul intensității totale a sunetului (P2), la un amplificator final. Partea de armonici superioare ale semnalului sinusoidal poate fi modificată cu ajutorul potențiometrelor P3 și P4. Pot fi imitate astfel toate zgomotele tipice ale sistemului de antrenare.

Semnalul de ieșire al lui IC3 este utilizat, prin închiderea lui S1, la imitarea zgomotului



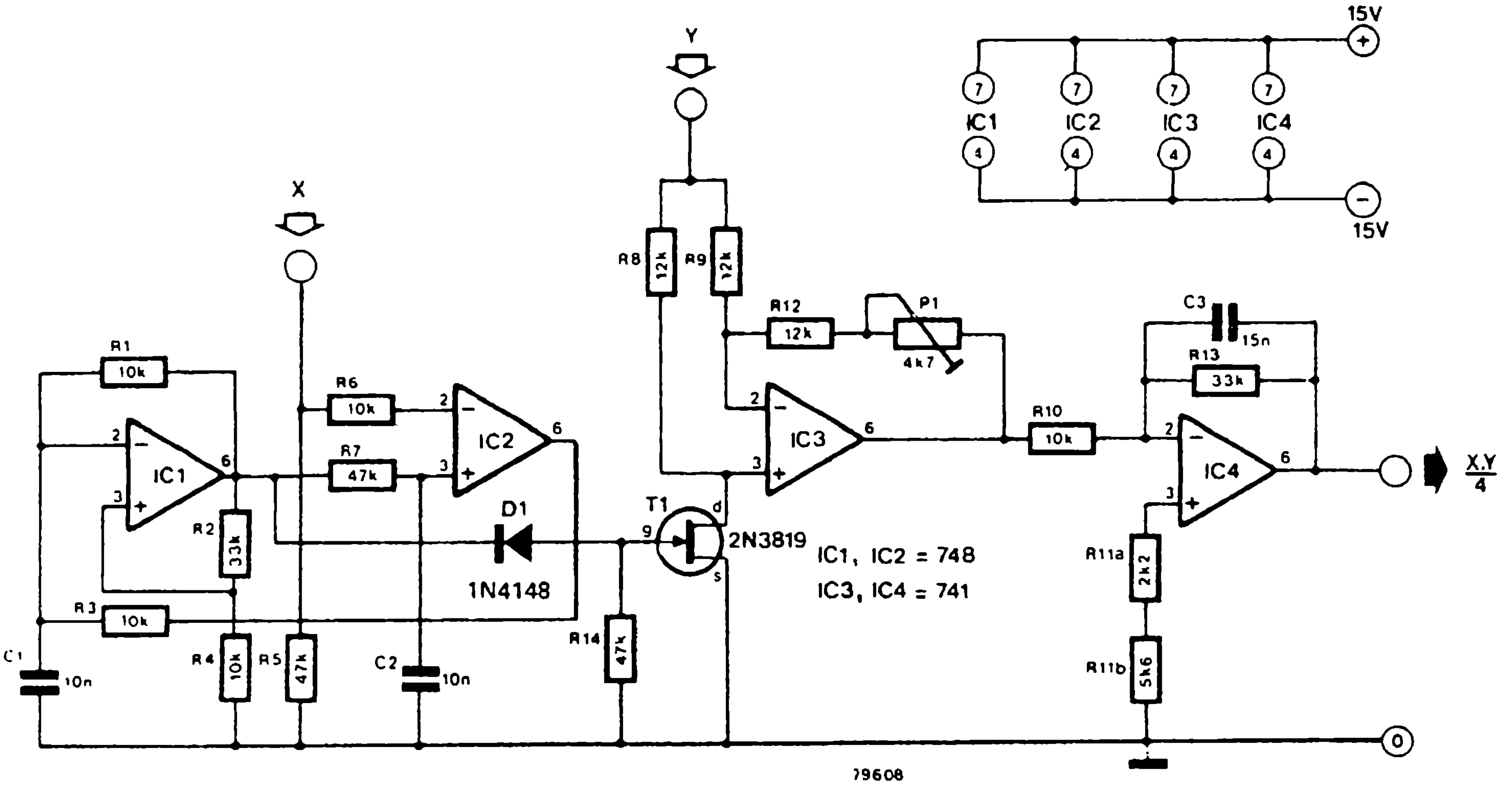
focurilor de armă. Pentru aceasta, semnalul sinusoidal ocolește amplificatorul sumator, iar intrarea FM a lui IC3 este susținută pentru a obține o frecvență redusă a oscilației. Prin conectarea în paralel a condensatoarelor C8 și C9 rezultă suplimentar o extindere în domeniul inferior de frecvențe. Pentru a evita zgomotul de comutare la acționarea lui S1, C9 se găsește prin R19 în mod constant la același nivel de tensiune ca și C8.

Șuieratul cauciucurilor la aterizare se realizează de asemenea din semnalul sinusoidal al lui IC3. Atunci când comutatorul S2 este închis, semnalul sinusoidal este conectat și intrarea FM a lui IC3 primește o tensiune mare de comandă prin divizorul de tensiune R22/R23. Prin aceasta rezultă o frecvență mare la ieșire. Deoarece concomitent legătura cu tensiunea de alimentare prin R23 este întreruptă, tensiunea pe condensatorul C11 scade, mărimea tensiunii de comandă și înălțimea sunetului scad rapid.

(M. J. Walmsley)

175 Multiplicator în patru cadrane

Se înmulțește X cu Y și se obține ca rezultat XY. Pe hârtie acest exemplu de calcul nu ridică nici o dificultate. Cum se petrec însă lucrurile în electronică, atunci când X și Y sunt tensiuni analogice de intrare, iar XY o tensiune analogică de ieșire? Pentru realizarea operației avem puține montaje la dispoziție. La cel prezentat aici este vorba de o variantă în patru cadrane, la care X și Y și, de asemenea, și XY pot avea ambele polarități.



Punctul de plecare pentru modul de lucru al acestui multiplicator este o succesiune de impulsuri a căror valoare medie, realizată printr-un filtru trece-jos, depinde de produsul celor două mărimi X și Y. Montajul conține un generator de impulsuri, a căror lățime este modulată cu X. Generatorul constă din elementele constructive IC1, R1, R2, R4 și C1; el își primește semnalul modulator de la IC2 prin R3. După o filtrare trece-jos (R7, C2; formarea valorii medii), semnalul de ieșire ajunge de la IC1 din nou la IC2 și este comparat cu valoarea lui X. Prin acest reglaj se ajunge la situația că la ieșirea lui IC1 apare un semnal dreptunghiular cu o amplitudine constantă, a cărui lățime este însă proporțională cu X.

Concomitent, semnalul de ieșire al lui IC1 ajunge la intrarea de comandă a comutatorului FET T1. Dacă T1 conduce, atunci la ieșirea lui IC3 apare o tensiune negativă egală cu mărimea semnalului de intrare Y; în cazul unei reglări corespunzătoare a lui P1, IC3 lucrează ca amplificator inversor. Dacă T1 este blocat, polaritatea tensiunii de ieșire a lui IC3 se inversează.

În spatele lui IC3 avem la dispoziție o tensiune cu impulsuri dreptunghiulare a căror amplitudine este proporțională cu Y și a căror lățime este proporțională cu X. Filtrul trece-jos IC4, R10, R13 și C3 formează valoarea medie a acestei tensiuni dreptunghiulare, valoare care este proporțională cu XY. Frecvența de trecere a filtrului este de circa 330 Hz, la fel de mare ca și frecvența filtrului trece-jos R7-C2.

Cu toate că aici pentru simbolizarea mărimilor de intrare au fost utilizate majusculele X și Y, montajul nu lucrează numai la tensiuni continue. La frecvențe de intrare mai joase decât o putere a lui zece a frecvenței de trecere a filtrului, încă se obțin rezultate bune; autorul a folosit montajul pentru măsurători corelative ale semnalelor EEG de foarte joasă frecvență.

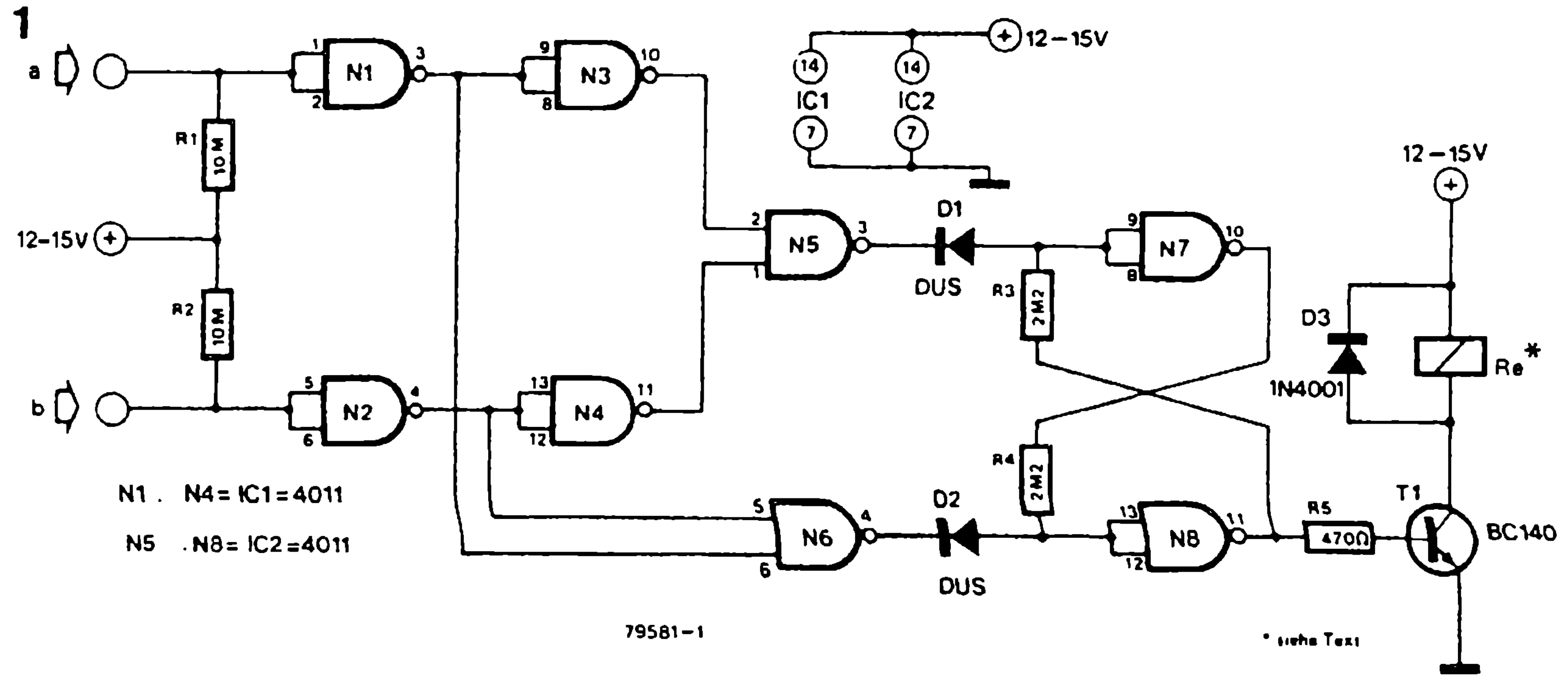
Deoarece T1 în stare de conducție prezintă totuși o rezistență de trecere, este necesară o reglare cu P1 a inversorului (IC3). La tensiuni de intrare de X = 0 V (intrarea se pune la masă) și Y = +6 V, respectiv X = −6 V, se reglează P1 în așa fel încât tensiunea de ieșire a lui IC4 să fie minimă (circa ±40 mV).

(P. Creighton)

176 *Indicator de fermentație*

În timpul proceselor de fermentație, cum sunt cele care apar la producerea vinului, se poate aprecia cât de înaintat este procesul, în funcție de gazul degajat. Desigur, bulele de gaz pot fi observate în stadiul avansat al fermentației. În mod normal se numără cât de

1



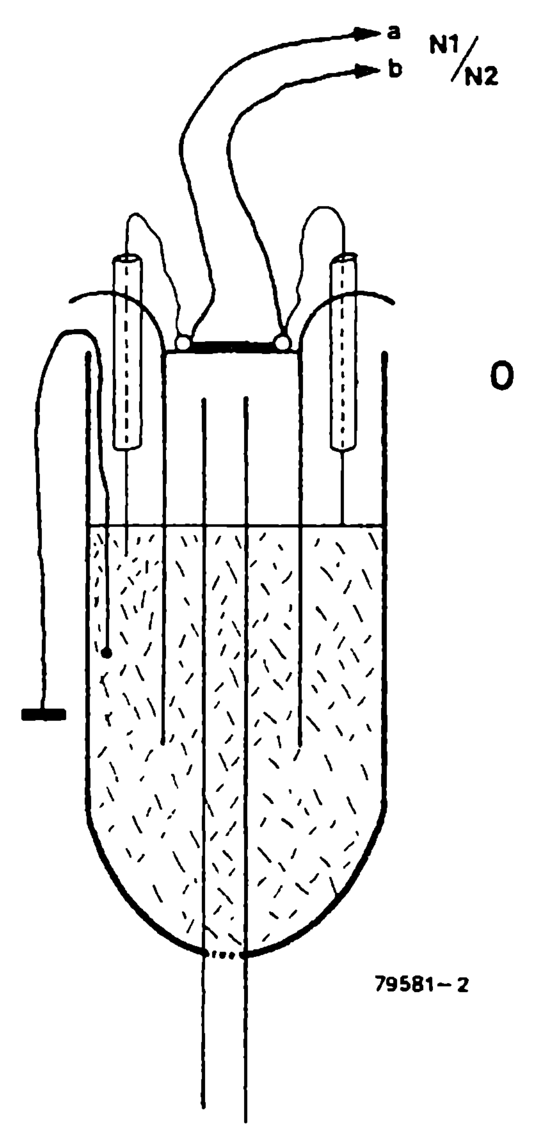
des se ridică și coboară oglinda apei în sifonul de închidere. În special în apropiere de încheierea procesului de fermentație, nivelul lichidului variază, astfel încât o măsurătoare orientativă după o anumită poziție a lichidului poate duce ușor la rezultate lipsite de precizie. Această problemă poate fi rezolvată atunci când pentru măsurare se utilizează doi electrozi, din care unul se găsește ceva mai sus decât celălalt (vezi fig. 2). Diferența de înălțime (circa 2 mm) ar trebui să fie mai mare decât marja admisibilă a nivelului lichidului.

Fig. 1 prezintă montajul. El este astfel conceput, încât o triggerare este posibilă doar atunci când ambii electrozi sunt scufundați în lichid. În afară de aceasta, este posibilă o nouă triggerare abia atunci când electrozii au pierdut contactul cu lichidul. Ca electrozi se folosește o sârmă de cupru cu diametrul de circa 0,3 mm, izolată cu un varniș de plastic. Lichidul trebuie legat la masă printr-un contact suplimentar. Din schema montajului reiese că intrările inversoarelor N1 și N2 sunt aduse în starea „1" logic prin divizorul de tensiune R1 și R2, atunci când senzorii nu sunt puși la masă prin lichid. Atunci ieșirea montajului „SAU" N3/N4/N5 este în starea „0", iar ieșirea multivibratorului bistabil RS N7/N8 este de asemenea în aceeași stare. Concomitent, ieșirea porții NAND N6 este în starea „1" logic.

Dacă nivelul lichidului urcă în vas și electrodul „inferior" este atins, atunci nivelul logic la intrarea inversorului aferent este „0", iar ieșirea sa sare la „1". Prin aceasta, la ieșirea montajului „SAU" apare un „1" logic, în timp ce poarta NAND rămâne în continuare în starea „1". În acest caz, dioda D1 se blochează iar multivibratorul bistabil N7/N8 rămâne în starea sa inițială. O eventuală oscilație a apei permite trecerea ieșirii montajului „SAU" din nou în starea „0" și nu influențează multivibratorul bistabil. Numai când nivelul lichidului urcă mai mult și ajunge și la al doilea electrod (prin aceasta electrodul fiind pus la masă), ieșirea lui N6 trece în „0" logic și permite bascularea multivibratorului bistabil. Prin aceasta ieșirea lui N8 devine „1". T1 conduce și numărătorul Re face un pas înainte. Deoarece intrările multivibratorului bistabil pot fi influențate doar prin semnale „0" prin D1 și D2, etajul basculant nu revine în starea inițială până când ambii electrozi nu au pierdut contactul cu lichidul. Se poate utiliza ca numărător un releu obișnuit de numărare (numărător de impulsuri) de 12 V.

(J. Ryan)

2



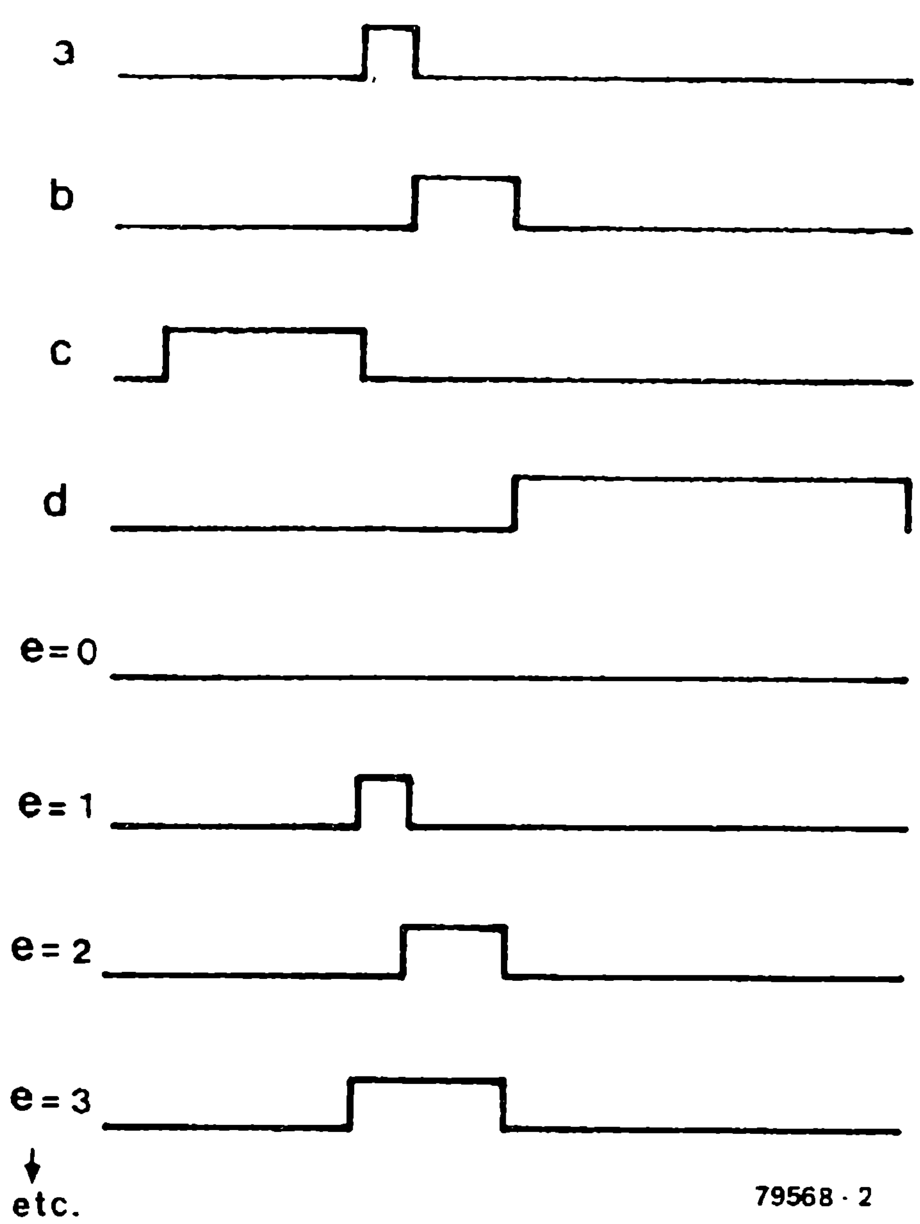
177 Regulator de circulație pentru cale ferată miniatură

Multe instalații miniatură de cale ferată sunt atât de complexe, încât posesorul este foarte preocupat de manipularea corectă a numeroaselor butoane și comutatoare. Un microprocesor poate prelua în acest caz o bună parte din muncă. Cu montajul descris aici avem posibilitatea de a comanda viteza de deplasare a unui tren miniatură cu ajutorul unui sistem cu microprocesor.

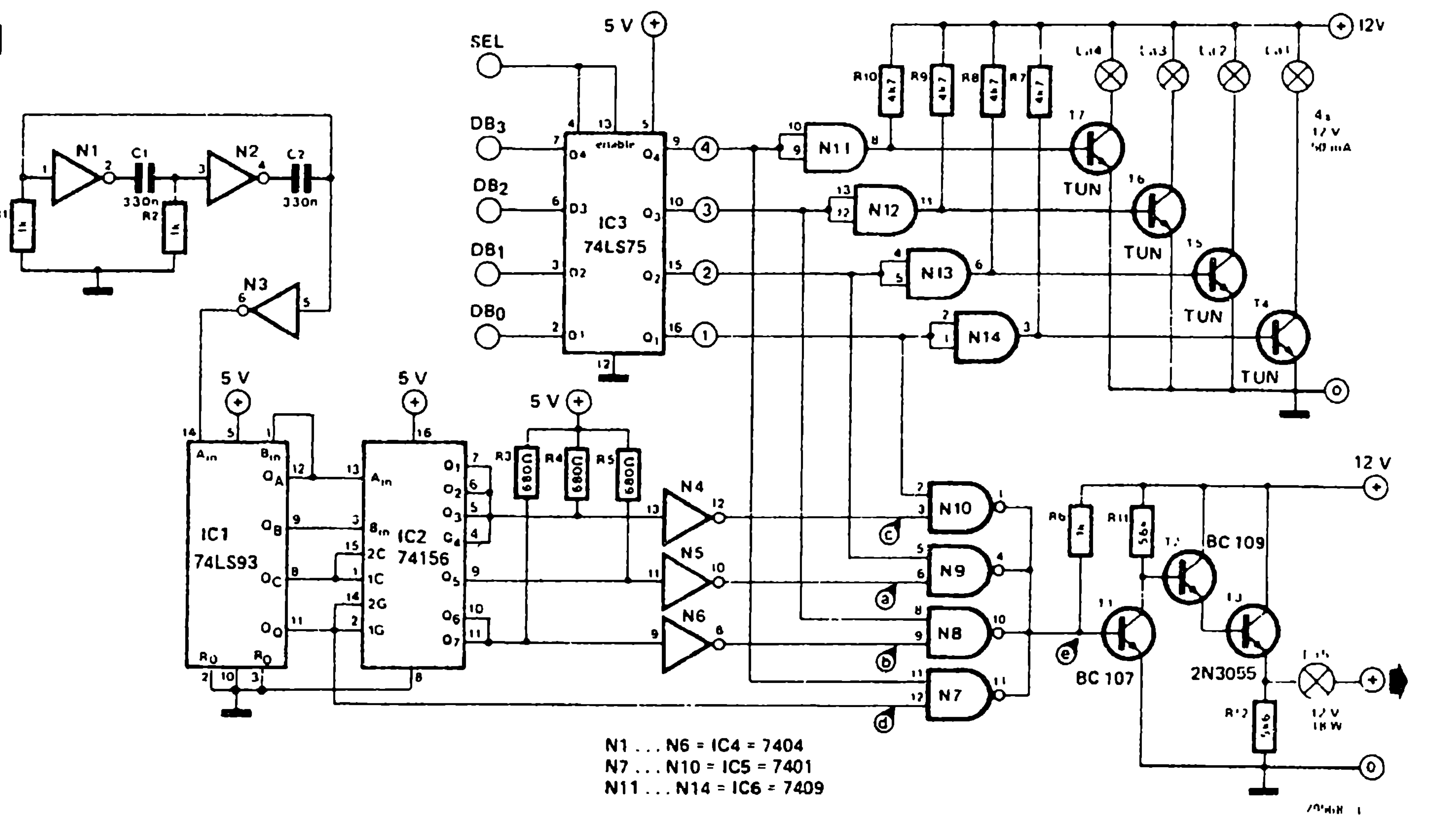
Aparatul modifică lățimea impulsurilor dreptunghiulare de tensiune cu care este alimentată locomotiva. Această tensiune dreptunghiulară este produsă de un generator de impulsuri (fig. 1), care constă dintr-un oscilator (N1/N2) și din IC1 și IC2. În punctele A ... D avem la dispoziție patru semnale dreptunghiulare de tensiune ale căror lățimi ale impulsurilor sunt în raportul 1 : 2 : 4 : 8 (vezi fig. 2). Din aceste tensiuni se obține prin combinare un semnal dreptunghiular a cărui durată poate avea diferite valori (0, 1, 2, 1 + 2, 4, 4 + 1, ...).

Circuitul, care combină tensiunile dreptunghiulare după necesități, constă din porțile NAND N7 ... N10. Comanda porții este preluată de sistemul microprocesor care este legat cu circuitul de combinare prin memoria IC3. Pe perioada de calcul a microprocesorului, memoria păstrează informațiile de comandă până când sunt introduse noi date. Un impuls de selectare (SEL) are rolul de a face ca memoria să

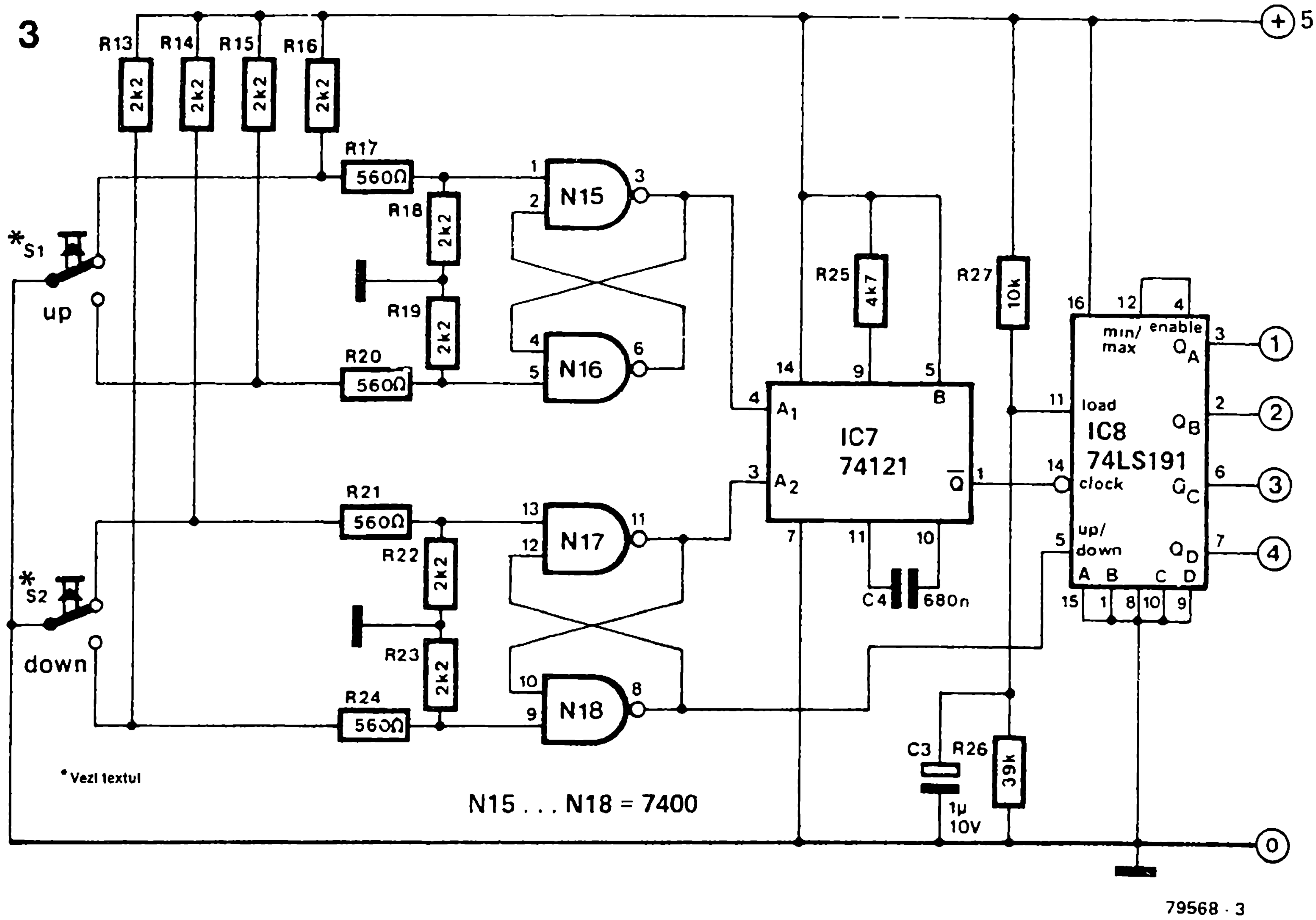
2



1



3



înregistreze aceste noi informații și apoi să le transmită mai departe porților NAND N7 ... N10. În spatele porților avem, în acest caz, o tensiune cu impulsuri dreptunghiulare a căror lățime este calculată de microprocesor. Etajul final este prevăzut cu lampa La5 pentru protecția contra scurtcircuitelor de la ieșire. Această lampă (rezistență PTC!) limitează curentul de scurtcircuit la o valoare nepericuloasă. Lămpile La1 ... La4 semnalizează în cod binar poziția regulatorului de circulație.

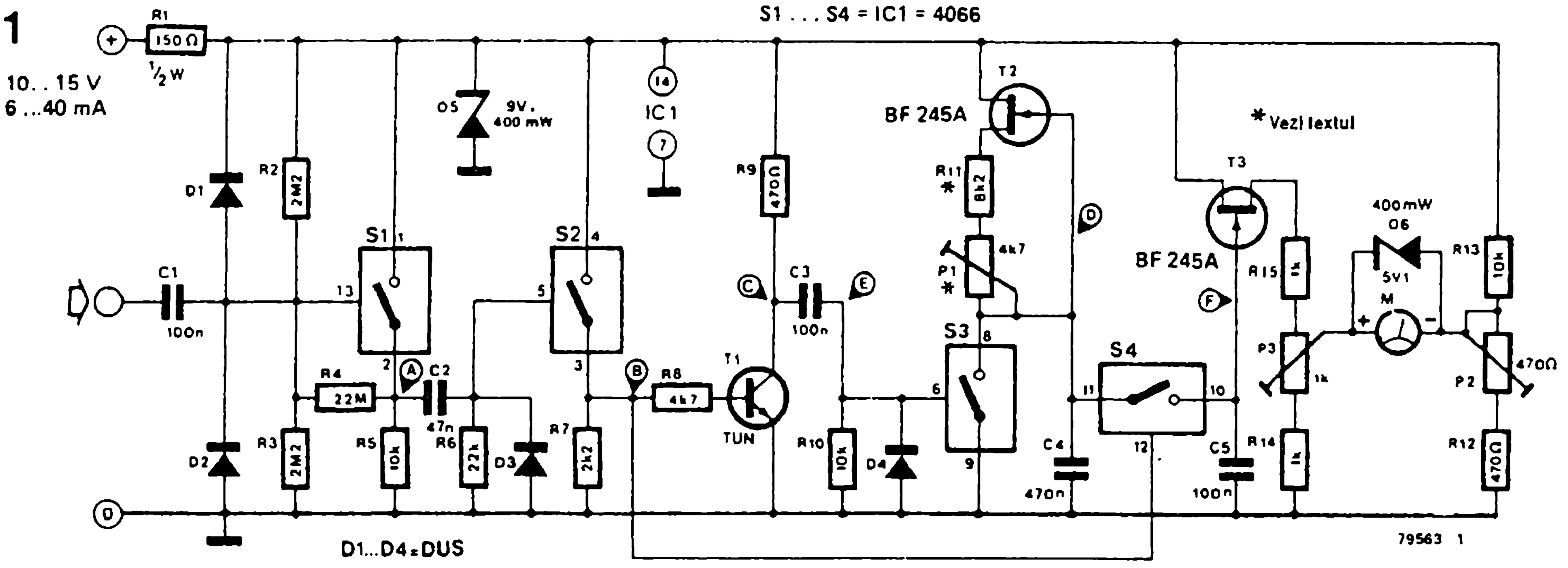
Dacă nu posedăm încă nici un sistem microprocesor propriu, atunci este posibilă utilizarea unui „procesor" programabil manual ca în fig. 3. În principiu, el îndeplinește aceleași sarcini ca un microprocesor, dar nu poate prelua capacitatea de a imagina a creierului uman. Cu ajutorul tastelor S1 și S2 se poate mări și micșora treptat viteza locomotivei. Dacă se dorește realizarea manuală a acestei comenzi, atunci IC3 dispare din fig. 1. Ieșirile 1 ... 4 (fig. 3) sunt legate în acest caz cu intrările 1 ... 4 (fig. 1).

(W. Pussel)

178 Adaptor la multimetru pentru măsurarea frecvențelor

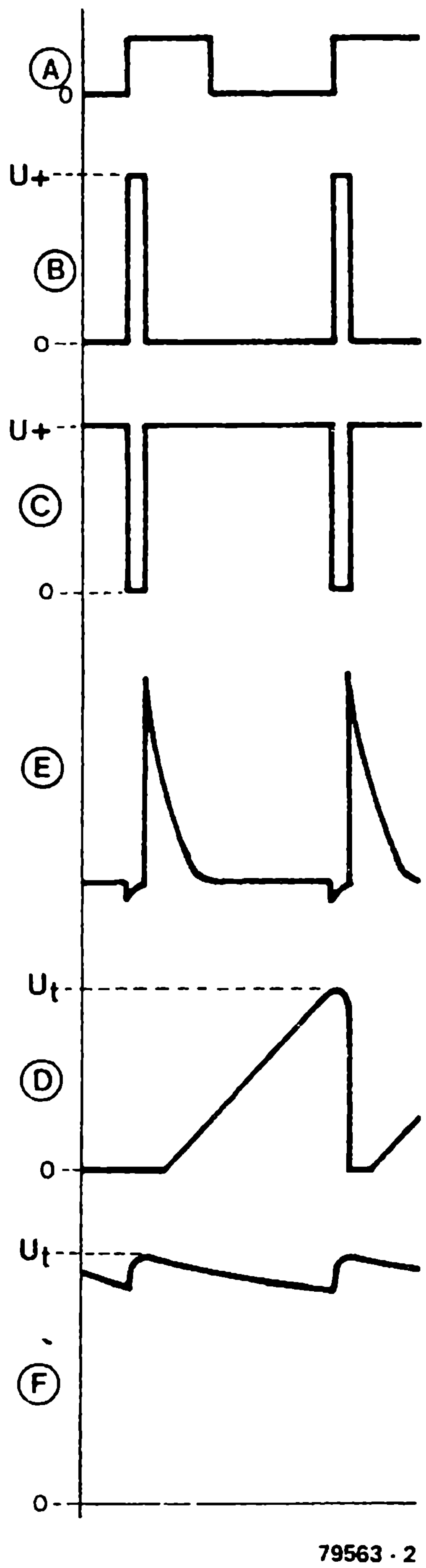
Măsurarea frecvențelor se realizează de regulă cu un aparat digital de măsurat frecvențe sau cu un osciloscop. Ambele aparate sunt relativ scumpe și de aceea nu se întâlnesc în multe laboratoare de amatori. Montajul din fig. 1 face posibilă măsurarea frecvenței cu ajutorul unui multimetru. Domeniul de măsură trebuie reglat pe scala de 5 V; citirea este liniară atunci când scala este etalonată în ms (1 V corespunde la 5 ms).

Montajul este construit cu un circuit integrat CMOS 4066 (comutator cu patru contacte). Comutatorul S1 transmite semnalul dreptunghiular A mai departe la etajul formator de impulsuri C2/R6. Semnalul diferențiat ajunge, pe de o parte, prin S2, la etajul inversor construit cu T1, iar pe de altă parte la comutatorul S4. Aceasta are ca urmare faptul că S3 și S4



lucrează alternativ. În acest caz, sursa de curent constant (T2) încarcă liniar condensatorul C4. Sarcina ajunge prin comutatorul S4 la condensatorul de înmagazinare C5. S4 și C5 lucrează ca etaj de eșantionare cu memorare. Dacă se deschide acum comutatorul S4, S3 se închide; condensatorul C4 se descarcă prin S3 la masă. Acum poate începe un nou ciclu de măsurare. În funcție de variația parametrilor lui T3, datorită toleranței de fabricație, montajul de eșantionare cu memorare ridică tensiunea cu circa 2 V; de aceea avem la dispoziție o tensiune de încărcare maximă de numai 6,5 V.

2



Pentru acord, intrarea rămâne pozitivă (punctul comun P2, R13). Pe poarta lui T3 se aplică o tensiune continuă de 6,5 V. Cu ajutorul potențiometrului semireglabil P3 se poate regla instrumentul indicator la indicația maximă (capătul scalei). Pentru reglajul de zero se utilizează potențiometrul P2; pentru aceasta poarta lui T3 trebuie să fie la potențial zero. Pentru control se aplică la intrare o frecvență cunoscută (de exemplu 50 Hz, prin transformatorul de sonerie). Cu potențiometrul semireglabil P1 se realizează acordul fin pe 20 ms. Reglajul este mai simplu dacă P1 și P2 sunt potențiometre cu ax.

Diagrama din fig. 2 arată impulsurile din punctele A ... D. La dimensionarea dată, domeniul de frecvențe măsurate este cuprins între 40 ... 2000 Hz (0,1 V corespund la 0,5 ms, respectiv 2000 Hz). Pentru alte domenii de frecvență, elementele constructive R11, R12 și C4 trebuie redimensionate. Sunt valabile următoarele formule:

$U_{C4} = I_{C4}/C4 \cdot f_{intrare}$ cu

$I_{C4} = (U_{R11} + U_{P1})/(R11 + P1)$

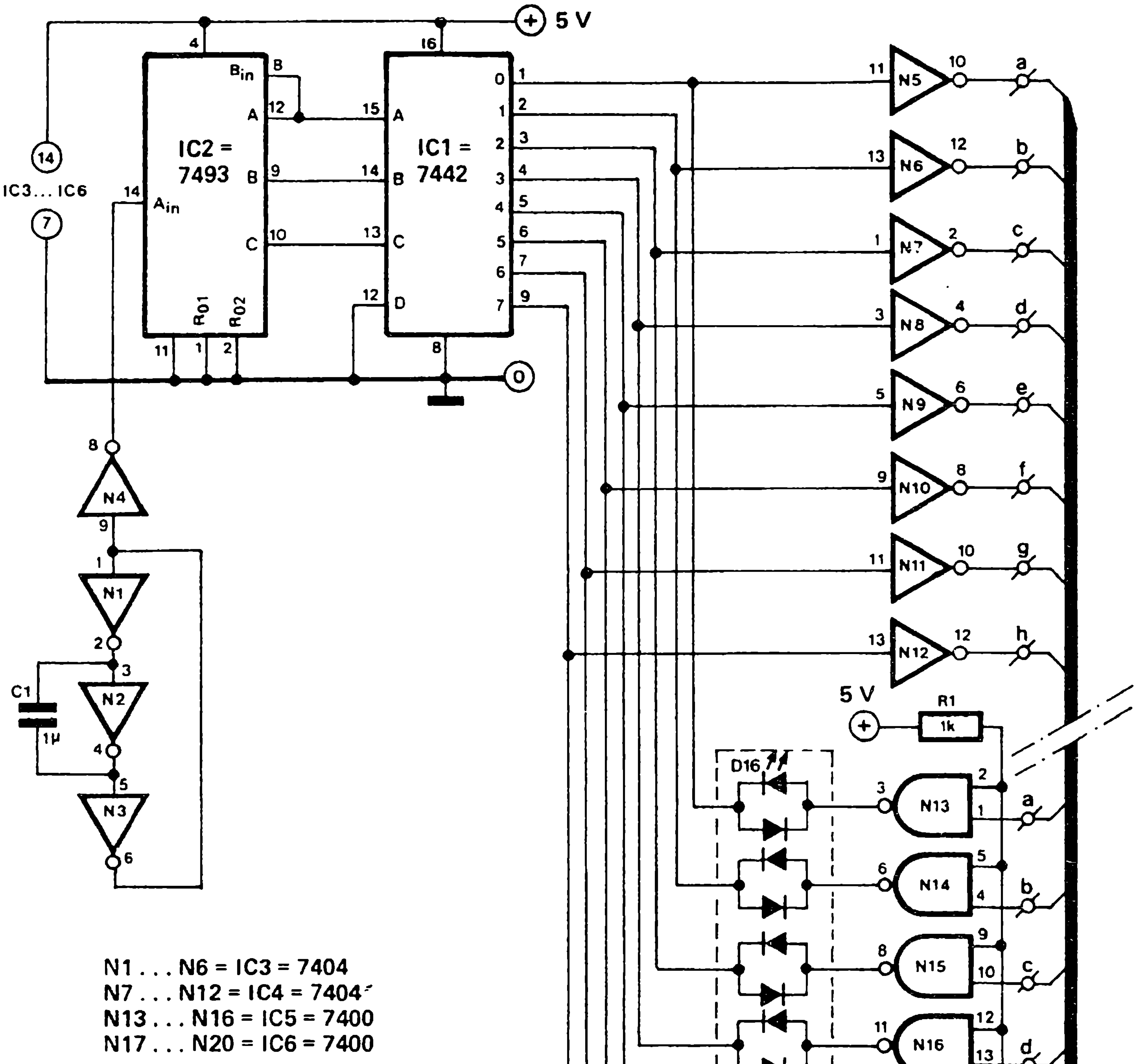
Dare suplimentare:

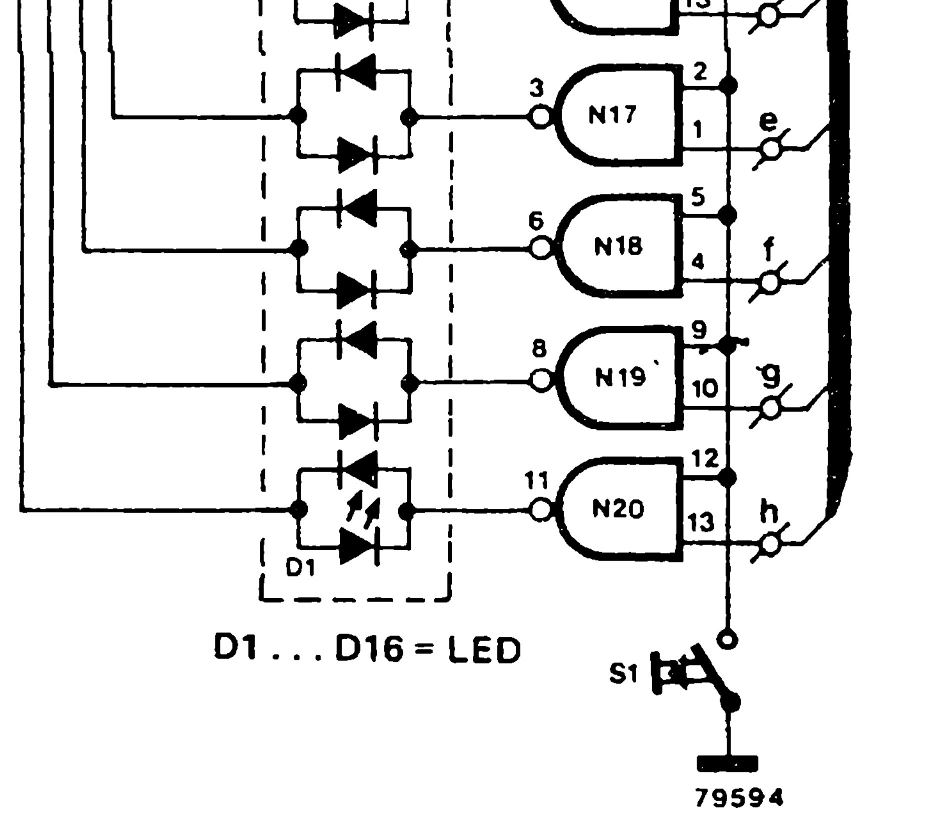
Tensiunea de alimentare: 10 ... 15 V
Curent absorbit: 5 mA
Impedanță de intrare: 1 MΩ
Sensibiliate la intrare: minim 1,5 $V_{VV} = 1/6 \cdot U_+$

(F. Kasparec)

179 *Dispozitiv pentru testat cabluri*

Un dispozitiv de testat cabluri este un instrument ajutător pentru cei care trebuie să verifice un mare număr de legături. În această situație ajung adeseori cei care-și construiesc singuri un microprocesor sau sisteme digitale complexe. Montajul prezentat poate testa con-





comitent opt legături; la nevoie există o posibilitate de extindere la 16 legături.

Modul de lucru: un generator de tact (N1 ... N3) comandă prin N4 numărătorul cu 4 biți IC2. Trei din ieșirile sale sunt legate cu IC1. Din cele 8 ieșiri ale lui IC1, câte una este în „0" logic în timpul unei anumite perioade de tact. Acest semnal ajunge apoi prin cele opt inversoare N5 ... N12 la clemele de conexiune pentru cablu. Celălalt capăt al cablului este legat cu intrările porților N13 ... N20. Între ieșirile acestor porți și ieșirile corespunzătoare ale lui

IC1 se găsesc LED-urile (D1 ... D16) conectate antiparalel, 8 x 2, ca elemente indicatoare.

LED-urile cu număr impar (D1, D3, D5 ...) luminează exact atunci când ieșirea NAND aferentă se află în starea „0" logic, iar concomitent ieșirea corespunzătoare a lui IC1 este în starea „1" logic (acesta este cazul în 87,5 % din timp). Pe de altă parte, LED-urile cu număr par (D2, D4, D6 ...) luminează numai atunci când ieșirea NAND este în starea „1" logic, iar ieșirea corespunzătoare a lui IC1 este în starea „0" logic (12,5 % din timp). Dacă unul din cabluri este întrerupt, atunci ieșirea porții NAND conectată la acesta rămâne în starea „0" logic; dintre cele două LED-uri ce aparțin acestei ieșiri, luminează dioda cu număr impar corespunzătoare. La o legare corectă, LED-urile rămân stinse, deoarece atunci potențialele anodic și catodic oscilează în același ritm. Scurtcircuitele între cabluri sunt indicate deoarece în acest caz la un LED cu număr par anodul este „1", iar catodul „0"; LED-ul luminează.

LED-urile nu necesită rezistențe înseriate. Atât timp cât nici un cablu nu este conectat, luminează LED-urile impare. Comutatorul S1 servește pentru controlul funcțional al indicațiilor; dacă se apasă pe această tastă, atunci luminează LED-urile pare. Pentru extinderea montajului la un număr de 16 conductoare testate, se utilizează un circuit integrat 74154 pentru IC1 (și se conectează și ieșirea D a lui IC2 la intrarea D a lui IC1). Corespunzător, se dublează numărul inversoarelor, al porților NAND și al LED-urilor.

(J. J. van der Weele)

180 *Sirenă*

Fiecare își are propriile-i idei cu privire la ceea ce ar putea împacheta într-o cutie. În acest caz este vorba de ceva mai deosebit: zgomot!

Demn de observat la acest montaj nu este nici originalitatea, nici intensitatea sonoră, ci felul în care se poate realiza, cu puține elemente constructive, o sirenă cu caracter Kojak. Totul trebuie, în final, să încapă într-o cutie.

Sunt necesare doar două circuite integrate și câteva elemente constructive pasive. IC1 produce un sunet ce poate fi reglat cu P1 și excită un mic difuzor. Înălțimea sunetului este modulată de IC2 cu un semnal de joasă frecvență. Viteza de modulare poate fi reglată cu P2. Ia naștere astfel un semnal modulat în frecvență asemănător celui emis de sirenele de poliție americane.

Montajul este suficient de compact pentru a-și găsi loc într-o cutie, împreună cu bateria și difuzorul. O asemenea „cutie Kojak" poate produce multă bucurie copiilor, dar mai poate fi imaginată și o altă posibilitate: dacă se prevede un microîntrerupător în fața ușii, sub ștergătorul de picioare, iar cutia este amplasată în dosul ușii, nu mai este necesar ciocănitul!

(L. van Ginderen)

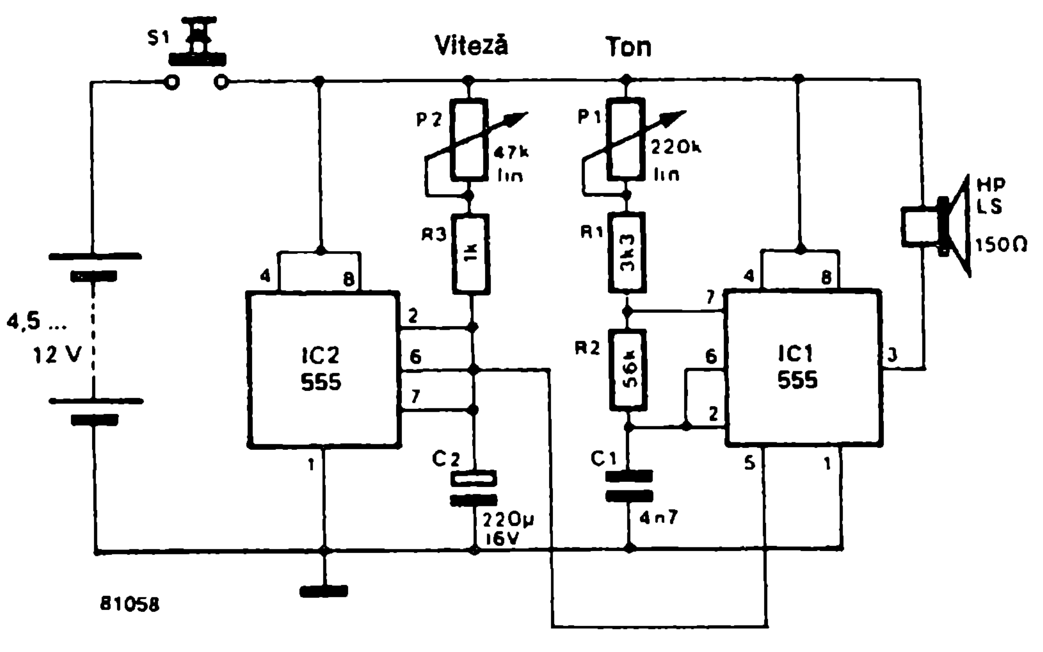


Fig. 1. Această figură prezintă montajul minimal al unei „sirene Kojak". Nu este necesar un difuzor de 150 Ω; poate fi utilizat și un difuzor de 8 Ω în serie cu o rezistență de 47 Ω.

181 Dispozitiv vizualizare curbe caracteristice ale tranzistoarelor

După părerea noastră, există prea puține montaje simple care să coste puțin și să fie totuși utilizabile în laboratorul electronistului amator. Montajul propus aici are aceste însușiri. Posesorii unui osciloscop descoperă o nouă posibilitate de măsurare; montajul este simplu de construit, constă exclusiv din elemente accesibile și nu este scump. Există deci suficiente motive pentru a realiza un cablaj pentru montaj.

Acest mic aparat de măsură permite, prin obișnuitul test „bun - rău" tragerea unei concluzii privind calitatea semiconductoarelor verificate. Pot fi astfel comparate împreună diferite tranzistoare și se pot selecta cele potrivite pentru un anumit scop. Este absolut necesar un osciloscop cu posibilitatea de reprezentare X - Y. Ce este de fapt redat pe ecranul acestuia?

Intră în discuție curba caracteristică I_C/U_{CE}, adică dependența curentului de colector de tensiunea colector - emitor, la diferiți curenți de bază ai unui tranzistor. În fig. 2 este reprezentată o astfel de funcție. Se recunoaște pe aceasta și cu ce curenți de bază lucrează înregistratorul de curbe. Din diagramă poate fi citit direct curentul de alimentare al tranzistorului. Rezistența de ieșire a tranzistorului poate fi de asemenea determinată (cu ajutorul unor calcule). Ca o observație empirică se poate spune că, cu cât este mai plană curba în partea ei dreaptă, cu atât este mai mare rezistența colector - emitor.

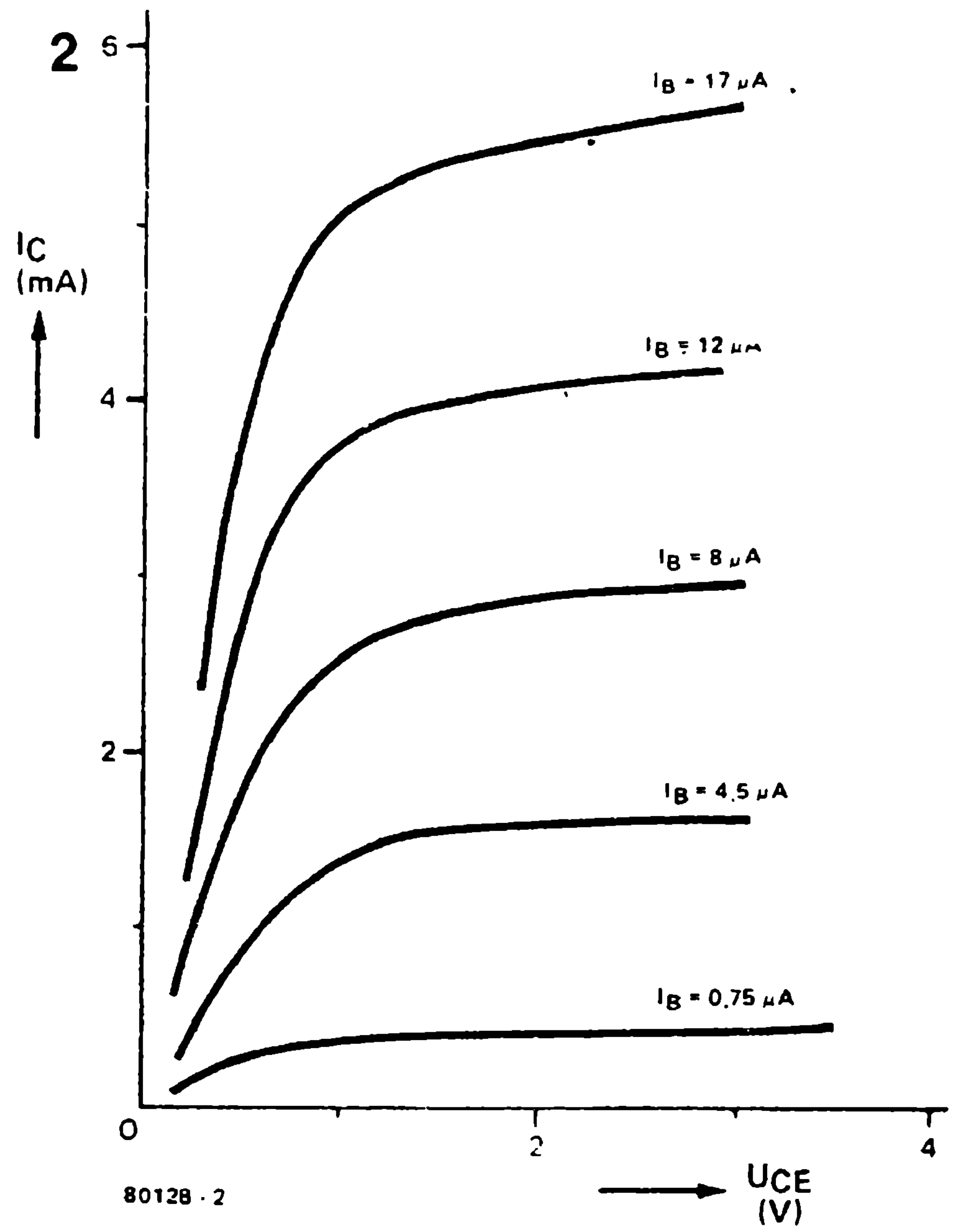
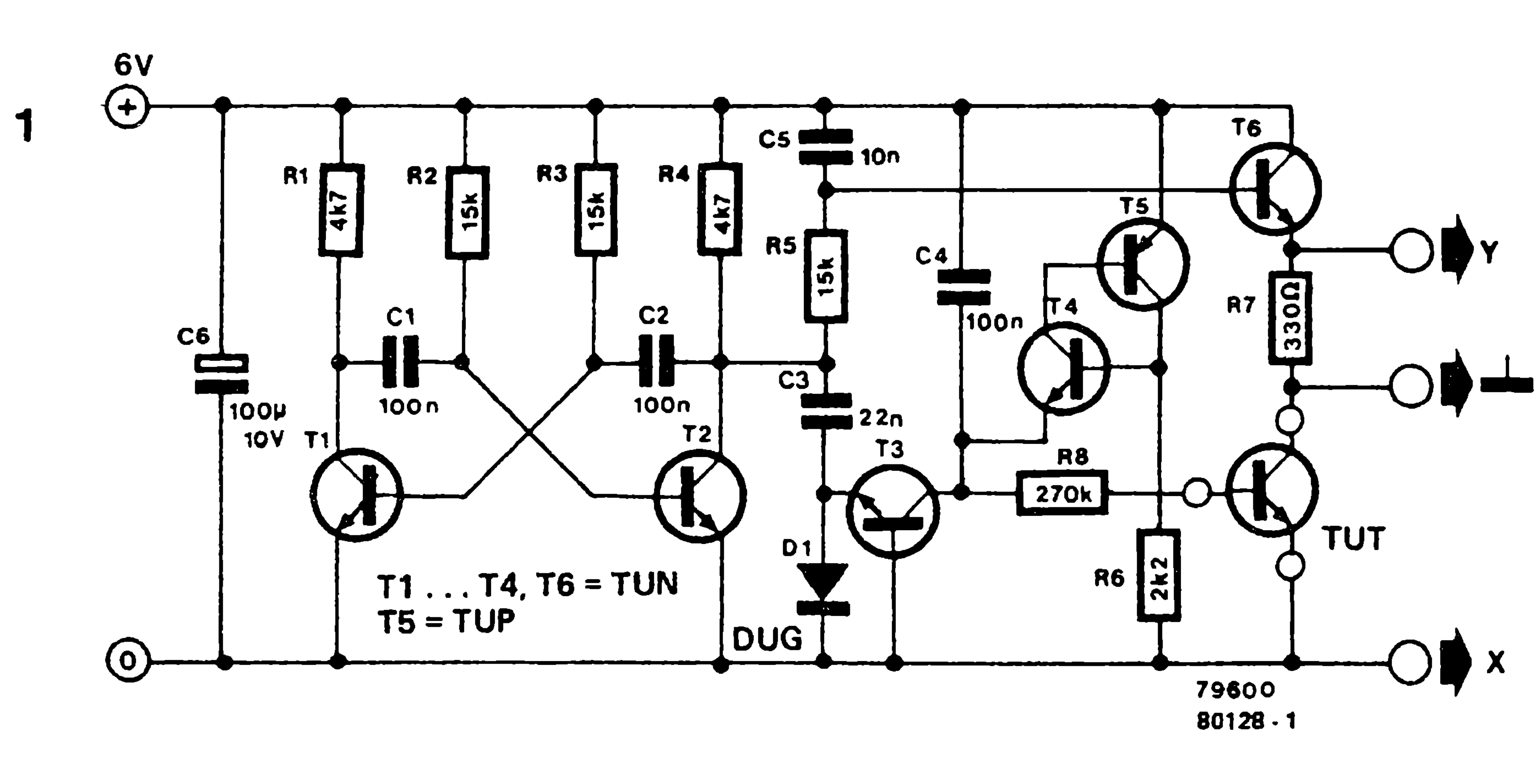


Fig. 1. Montajul dispozitivului de vizualizat curbele caracteristice ale tranzistoarelor. Pentru varianta de montaj pentru tranzistoare pnp vezi textul.

Fig. 2. Curbele caracteristice I_C/U_{CE} ale unui tranzistor oarecare. Ele sunt determinate pentru curenți de bază dați.



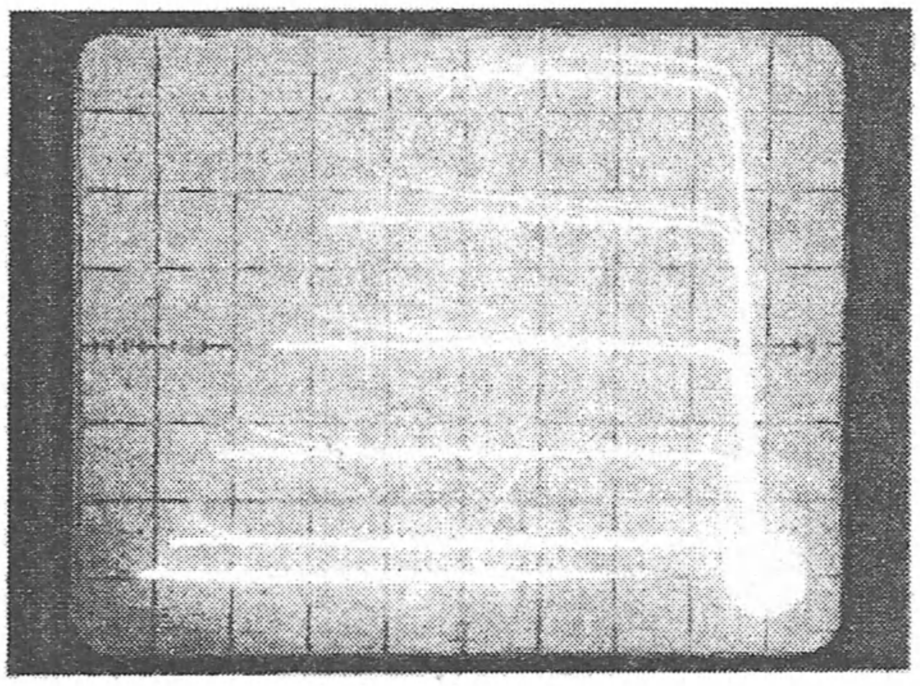


Fig. 3. Reprezentarea curbelor caracteristice pe ecranul osciloscopului.
Fig. 4. Cablajul și planul de echipare a plăcii dispozitivului de ridicare a curbelor caracteristice.

Montajul

În fig. 1 tranzistorul de studiat este desemnat prin „TUT" (Transistor Under Test). Între punctul „Y" (legătura cu intrarea Y a osciloscopului și punctul „⊥" (legătura cu masa - intrarea osciloscopului) se găsește rezistența R7. Aceasta este rezistența de lucru a tranzistorului de testat, iar căderea de tensiune pe această rezistență este, conform legii lui Ohm, o măsură a curentului de colector al tranzistorului. Pe verticala ecranului este reprezentat „I_C". Emitorul tranzistorului este legat cu intrarea X a osciloscopului (punctul „X"). Pe orizontala ecranului este figurată deci tensiunea colector-emitor „U_{CE}".

Cum iau naștere curbele caracteristice pe ecran?

Pe tranzistorul de testat se aplică două tensiuni: o tensiune compusă din 5 trepte aplicată bazei și, concomitent, o tensiune în dinte de ferăstrău pe colector. Tensiunea de colector variază atât de repede, încât pe ecranul osciloscopului este vizibilă o „imagine fixă" compusă din cinci curbe caracteristice diferite, corespunzătoare la cinci curenți diferiți ai bazei.

Tensiunea în trepte și cea în dinte de ferăstrău sunt produse cu ajutorul unui multivibrator astabil (MVA). Acest multivibrator astabil este construit cu T1 și T2 și furnizează o tensiune în impulsuri de formă dreptunghiulară cu o frecvență de aproximativ 1 kHz. Tensiunea în dinte de ferăstrău ia naștere din această tensiune în formă de impulsuri dreptunghiulare, prin integrare cu R5 și C5.

Tensiunea în trepte este formată într-un mod ceva mai complicat: în timpul frontului crescător al unui impuls dreptunghiular produs de multivibratorul astabil, condensatorul C3 este încărcat prin dioda D1 până la tensiunea de lucru. În timpul frontului descrescător al aceluiași impuls dreptunghiular, condensatorul C3, în

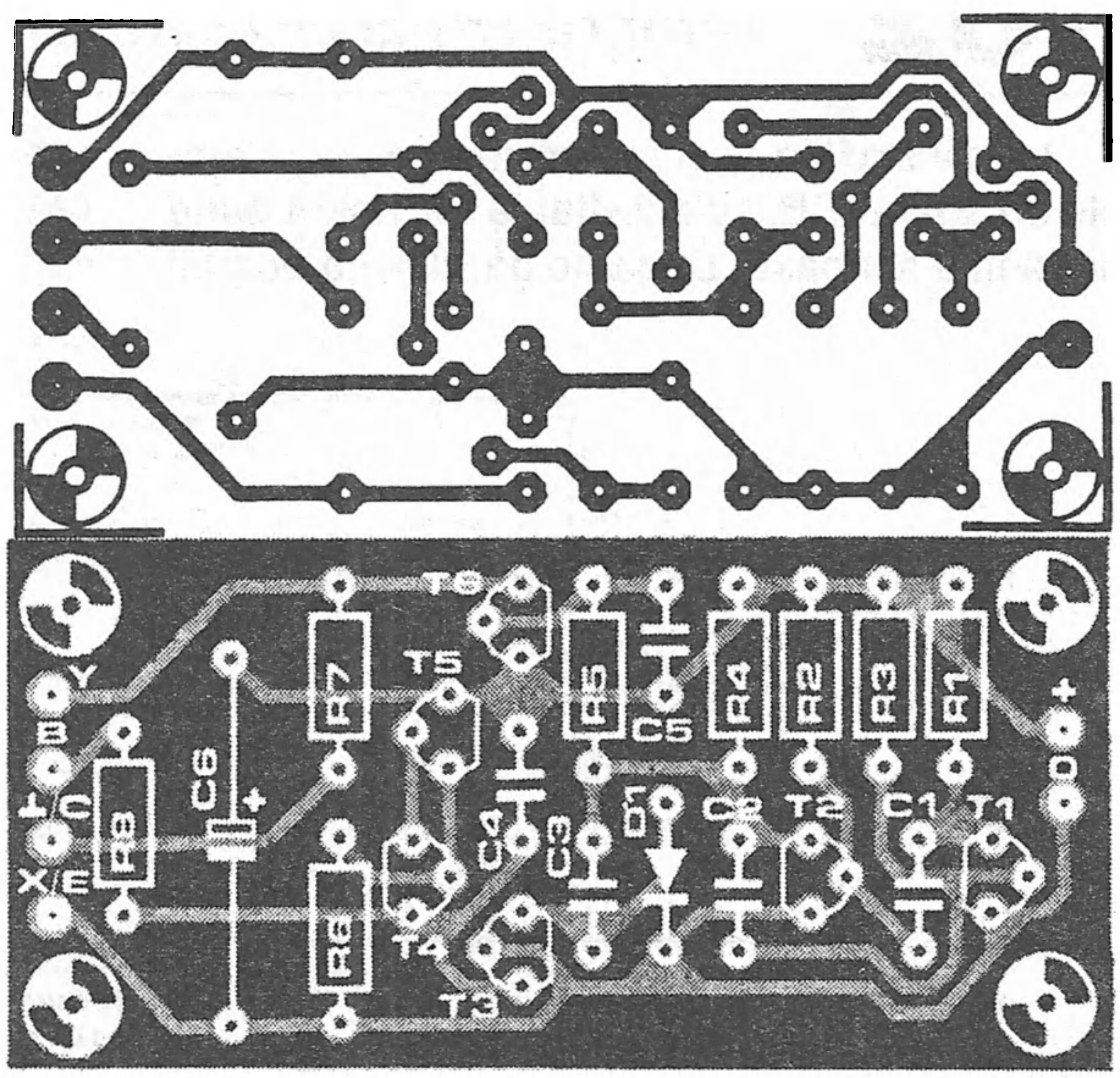
Lista de componente

Rezistențe
R1, R4 = 4k7
R2, R3, R5 = 15 k
R6 = 2k2
R7 = 330 Ω
R8 = 270 k

Condensatoare
C1, C2, C4 = 100 n
C3 = 22 n
C5 = 10 n
C6 = 100 μF / 10 V

Semiconductoare
T1 ... T4, T6 = TUN
T5 = TUP
D1 = DUG

4



timpul descărcării, comandă pentru scurt timp tranzistorul T3. Prin aceasta potențialul emitorului lui T4 scade puțin. Acest salt de tensiune încarcă condensatorul C4. Fiecare impuls dreptunghiular care urmează conduce la o scădere în trepte a potențialului emitorului lui T4. Acest proces durează până când T4 conduce complet, comandându-l pe T5. Apoi C4 se descarcă foarte repede și începe un nou ciclu. Tensiunea în trepte ajunge prin R8 la baza tranzistorului de testat.

Numărul de trepte ale tensiunii în scară depinde de raportul C3/C4. Pentru valorile date aici, numărul de trepte este 5. Numărul de trepte poate fi modificat prin schimbarea valorii lui C4. Alegerea unui număr de 5 trepte reprezintă un compromis între ușurința citirii parametrilor interesanți (în special amplificarea în curent) și suprafața utilizabilă a ecranului.

Realizarea practică

În fig. 3 se pot vedea curbele caracteristice așa cum apar pe ecranul osciloscopului. Aici iese în evidență și micul neajuns al montajului: curbele sunt descrise pe ecran în sens invers față de explicațiile din acest articol. Acest lucru nu poate fi evitat la un montaj atât de simplu și nici nu este resimțit ca fiind important. Deranjant pare a fi, dimpotrivă, faptul că montajul poate testa doar tranzistoare npn. Această problemă poate fi rezolvată ușor prin construirea unui al doilea montaj pentru testarea tranzistoarelor pnp. Elementele constructive sunt ieftine; atunci de ce nu?

Varianta pnp prezintă următoarele particularități: pentru T1 ... T4 și T6 se folosesc tranzistoare TUP, T5 este un TUN, C6, D1 și tensiunea de alimentare se inversează și deja situația este clară! Cu aceasta și curbele sunt transpuse pe ecran de la stânga la dreapta, axa Y (I_C) este desigur reprezentată negativ, citirea fiind deci oarecum conformă cu obișnuința.

Cu acest montaj pot fi testate, bineînțeles, și diode. Dioda de testat „DUT" (Diode Under Test) este conectată cu anodul la R7 (punctul „⊥") și cu catodul la masa sursei de alimentare (punctul „X"). Pe ecran se va citi în acest caz caracteristica I_F/U_F a diodei.

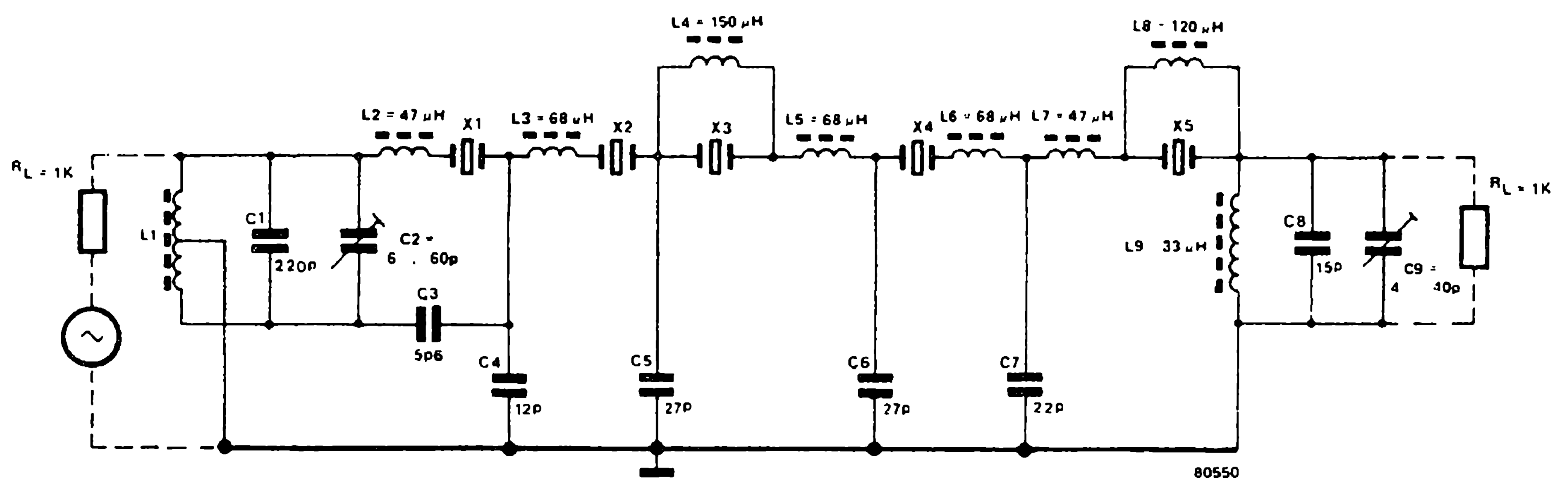
În fig. 4 este reprezentată placa de circuit a dispozitivului de ridicare a curbelor caracteristice pentru tranzistoare. Punctele de conexiune menționate în text sunt indicate pe desenul cu modul de amplasare a componentelor.

Observație: cu toate că montajul consumă doar puțin curent, totuși sursa de alimentare ar trebui să fie bine stabilizată. În Elektor au fost deja prezentate numeroase astfel de surse.

(B. Darnton)

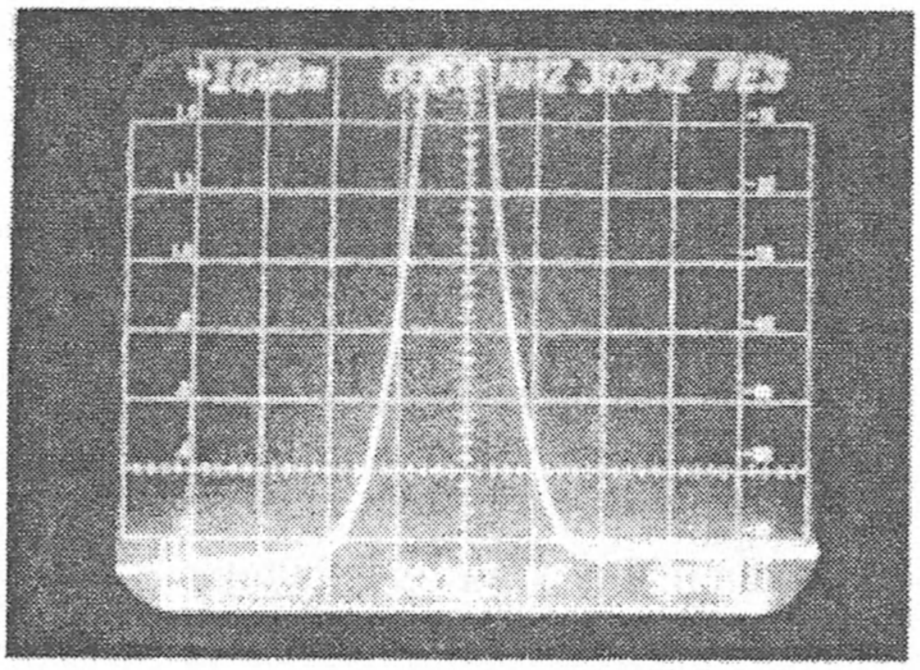
182 *Filtru cu cristal de cuarț pentru 4,4 MHz*

La construirea unui receptor radio, de exemplu un aparat CB, selectivitatea necesară pune probleme serioase. Dacă ne gândim că ecartul canalului măsoară doar 9 - 10 kHz (la emisiuni AM și funcționare CB), atunci ne dăm seama că avem nevoie de un filtru excepțional. Par-



X1 . . . X5 = 4433.618 kHz (PAL QUARTS)

L1: 15 spire CuEm d = 0,4 mm
pe un miez toroidal T50-2 (Amidon)



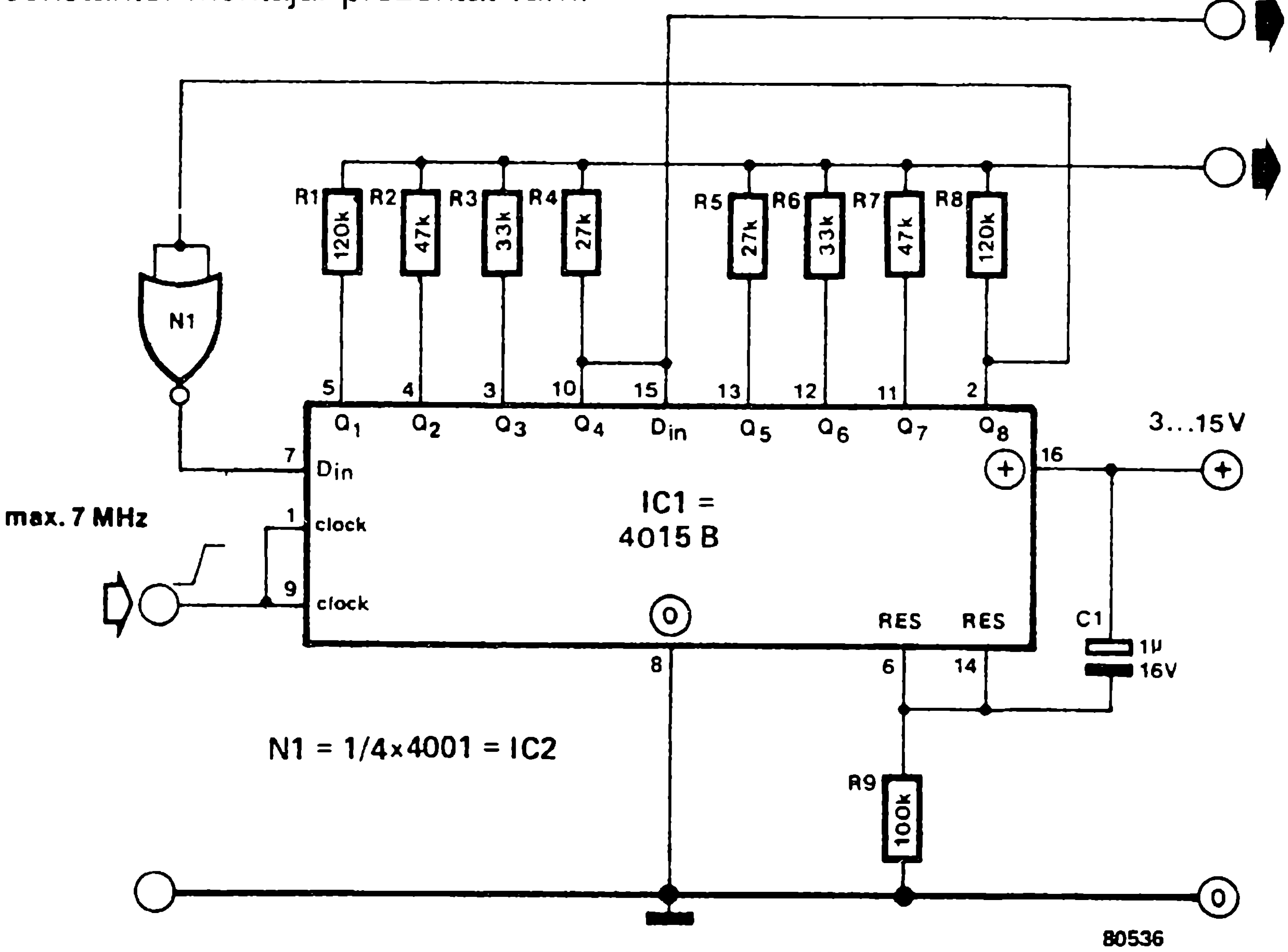
ticularitatea acestui montaj este că cristalele de cuarț utilizate sunt relativ ieftine. Așa-numitele cristale PAL existente în orice televizor în culori PAL se găsesc în comerț la prețuri destul de scăzute. Unicul dezavantaj al montajului este acela că depinde de frecvența relativ bizară de 4,433618 MHz; această frecvență este însă foarte adecvată scopului propus.

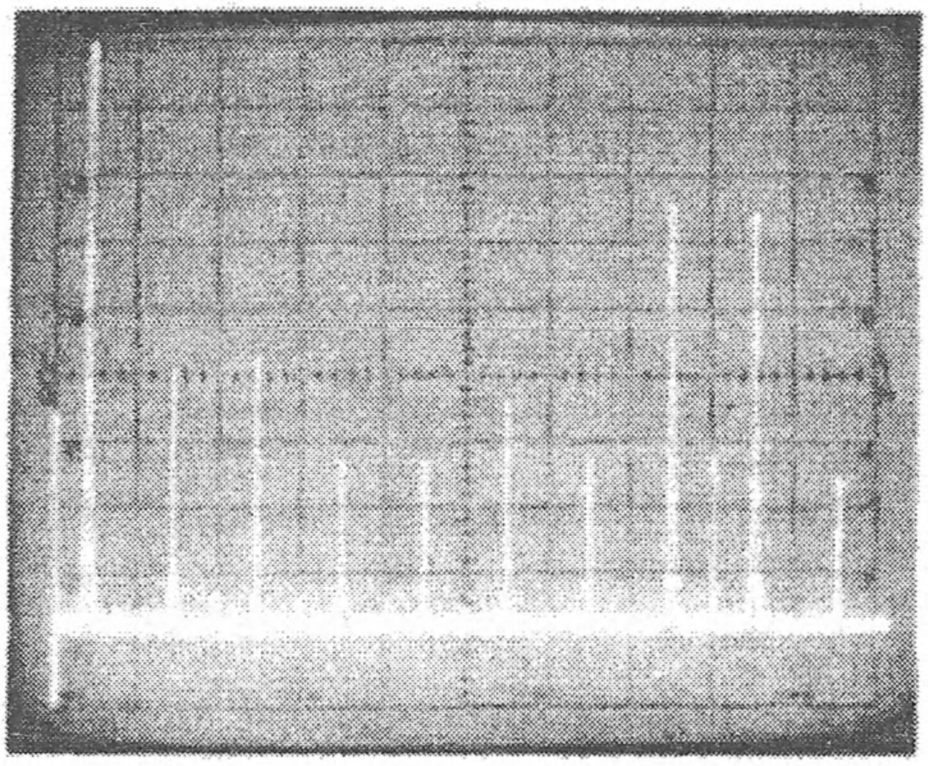
Așa cum se vede din schema montajului, este vorba de un așa-zis filtru Ladder cu cinci cristale de cuarț. În mod normal, dintr-o astfel de configurație, rezultă un filtru trece-bandă cu o caracteristică de trecere asimetrică. În fotografie este însă vizibil că, prin câteva artificii în dimensionare, s-a reușit realizarea unei caracteristici de trecere simetrice. Banda are lățimea de 6 dB la 5,2 kHz, iar punctele de 60 dB sunt la 12,4 kHz. Dintre bobine, doar L1 trebuie confecționată cu mijloace proprii. Pentru aceasta, se realizează 15 spire din conductor de cupru bifilar emailat cu diametrul de 0,4 mm pe un miez inelar T50-2 fabricat de Amidon.

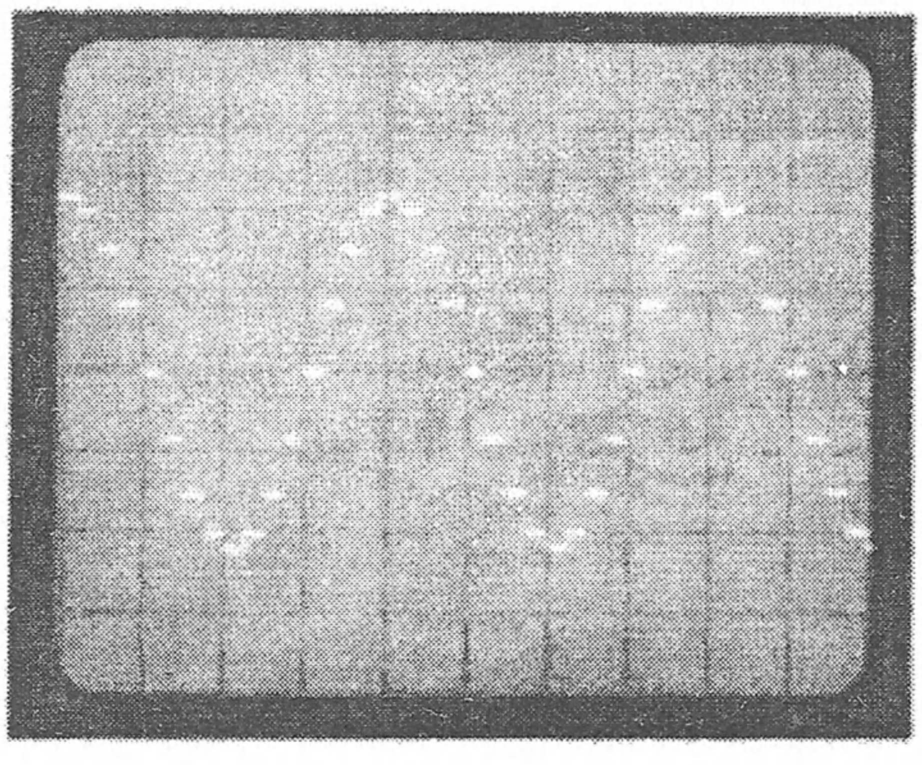
Deoarece L2 ... L9 pot fi cumpărate, timpul economisit astfel va fi utilizat pentru o execuție îngrijită a filtrului. La montajele HF efortul este răsplătit. Este foarte important ca etajele de filtrare individuale să fie separate prin ecrane de tablă; înainte de toate nu trebuie uitat să se lege la masă carcasele metalice ale cristalelor de cuarț.

183 Generator digital de semnale sinusoidale

În prezent există tendința tot mai accentuată de a produce tensiunile oscilante cu ajutorul montajelor digitale; avantajele constau în obținerea relativ ușoară a frecvențelor înalte și a unei amplitud ıni constante. Montajul prezentat furnizează, la dimensionarea dată, un semnal sinusoidal. Sunt realizabile și alte forme de semnal atunci când se modifică valorile rezistențelor R1 ... R8. După conectarea tensiunii de alimen-







tare, circuitul R9/C1 produce un scurt impuls de resetare: toate ieșirile sunt aduse astfel în starea „0" logic. Deoarece ieșirea 8 se găsește de asemenea în starea „0", în spatele inversorului, la intrarea D, apare nivelul „1" logic. Cu ajutorul unui oscilator extern (care nu este figurat) sunt furnizate impulsuri de tact la intrarea Clock a lui IC1. La fiecare front pozitiv al acestor impulsuri, conținutul registrului secvențial IC1 este împins mai departe cu o poziție. După primul impuls de tact, Q1 trece în starea „1", iar după cel de al optulea impuls Q8 trece și el în starea „1". Imediat, la ieșirea Q8 apare un „1" logic, intrarea D a inversorului trece în starea „0". După următorul impuls de tact ieșirea Q1 este în starea „0". După alte șapte impulsuri Q8 trece și el în starea „0" și jocul începe cu „1" la intrarea D.

Prin dimensionarea rezistențelor R1 ... R8, stările „1" și „0" sunt convertite într-un semnal sinusoidal. Frecvența semnalelor sinusoidale este egală cu a șaisprezecea parte din semnalul de tact. Frecvența cea mai ridicată a circuitelor integrate CMOS este de 7 MHz, ceea ce înseamnă că se poate produce un semnal sinusoidal cu o frecvență minimă de circa 500 kHz. Pentru poarta N1 poate fi utilizat și un alt tip; important este ca semnalul să fie inversat de Q8.

Cele două fotografii prezintă forma și spectrul de frecvențe al semnalului de ieșire. Așa cum se poate vedea, cele mai importante armonici superioare, cea de a treia și cea de a cincea, se găsesc la aproape –50 dB sub armonica fundamentală. Armonicile 15 și 16 sunt din nou la fel de mari, datorită diferenței de frecvență față de armonica fundamentală aceste armonici pot fi atenuate foarte ușor cu un simplu filtru RC.

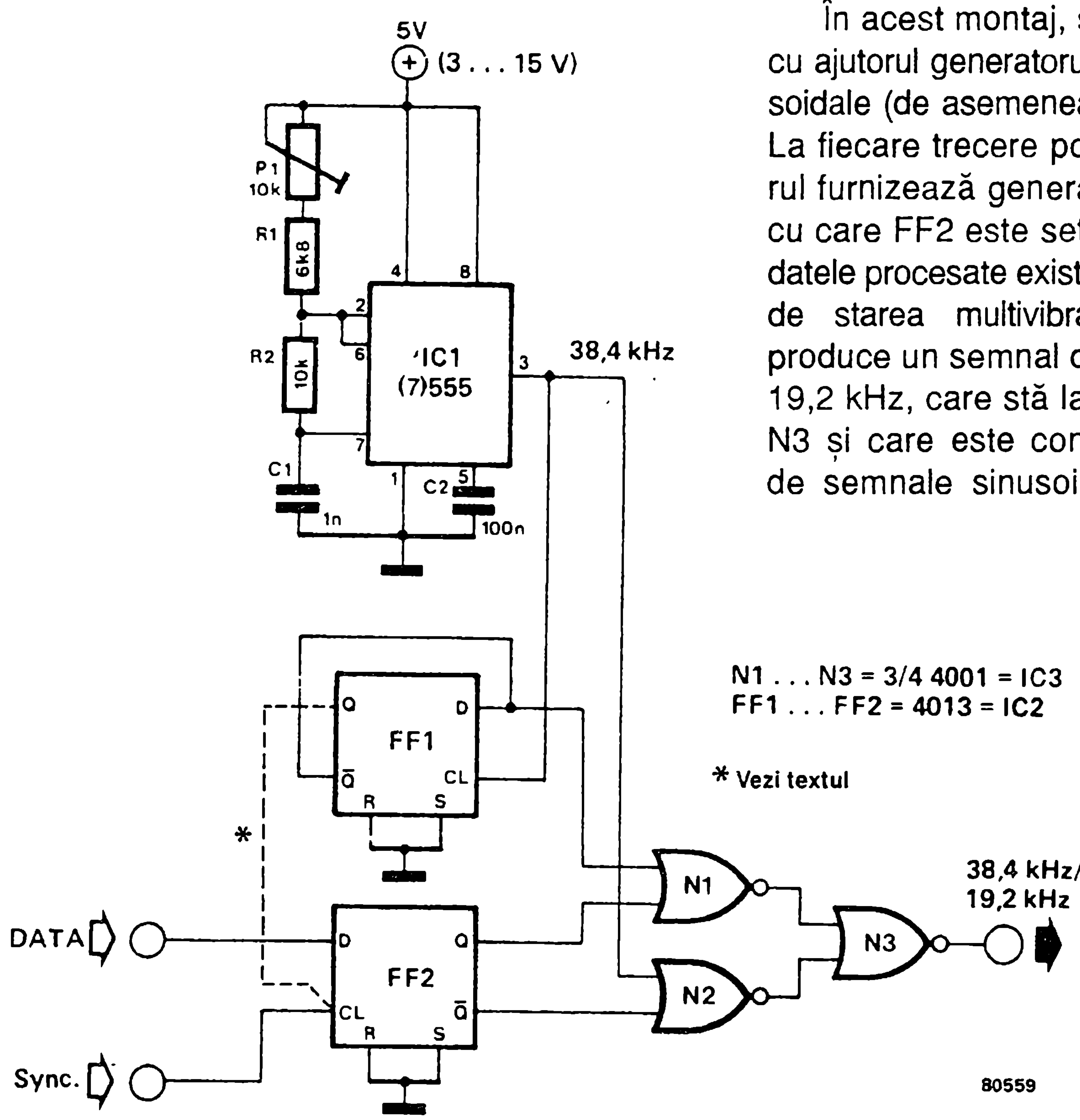
Ca oscilator pentru producerea impulsurilor de tact poate fi utilizat un montaj construit cu circuitul 555; un astfel de montaj este descris în articolul „Modulator sincron FSK" (Frequency Shift Keying) din această carte.

La ieșirea Sync apare un semnal dreptunghiular care are aceeași fază și frecvență cu semnalul sinusoidal; el poate servi ca semnal trigger pentru un osciloscop.

184 *Mmodulator sincron FSK*

Un dezavantaj al multor modulatoare FSK (Frequency Shift Keying) constă în faptul că, comutarea frecvențelor (între 1200 Hz și 2400 Hz) are loc în momente diferite. Ar fi mult mai elegant dacă frecvența ar fi comutată numai la trecerea semnalului sinusoidal prin zero. Prin aceasta, schimbările de fază ar fi eliminate din semnalul FSK. Desigur, o asemenea comutare este realizabilă numai atunci când între informații și semnalul de 1200 Hz, respectiv de 2400 Hz, există o sincronizare perfectă.

În acest montaj, semnalul FSK este produs cu ajutorul generatorului digital de semnale sinusoidale (de asemenea descris în această carte). La fiecare trecere pozitivă prin zero, generatorul furnizează generatorului un impuls sincron, cu care FF2 este setat sau resetat conform cu datele procesate existente la intrarea D. În funcție de starea multivibratorului bistabil, montajul produce un semnal de tact de 38,4 kHz sau de 19,2 kHz, care stă la dispoziție la ieșirea porții N3 și care este condus la generatorul digital de semnale sinusoidale. Deoarece frecvența de ieșire a generatorului este egală cu a șaisprezecea parte din frecvența de tact, frecvențele FSK aferente pot fi culese la ieșirea acesteia. Bineînțeles, acest montaj nu poate face minuni; acum nu mai avem nici o variație a fazei în semnalul FSK, însă partea de armonici superioare din semnalul de 2400 Hz poate fi, în funcție de circumstanțe, mai mare decât este permis în norme.



În acest montaj a fost utilizat ca oscilator cunoscutul circuit 555 în versiunea sa CMOS 7555. În comparație cu circuitul 555, circuitul 7555 este caracterizat, în afară de o impedanță de intrare mai mare și un consum mai mic de curent, prin faptul că, la o schimbare a nivelului semnalului la ieșire, cu greu mai pot apărea vârfuri de curent în alimentare. În afară de aceste avantaje, circuitul CMOS posedă practic aceleași caracteristici ca și circuitul „normal".

Dacă nu se dorește cuplarea montajului cu generatorul digital de semnale sinusoidale, atunci intrarea Sync se conectează la ieșirea Q a lui FF1.

185 *Convertor de frecvență 50 Hz – 60 Hz*

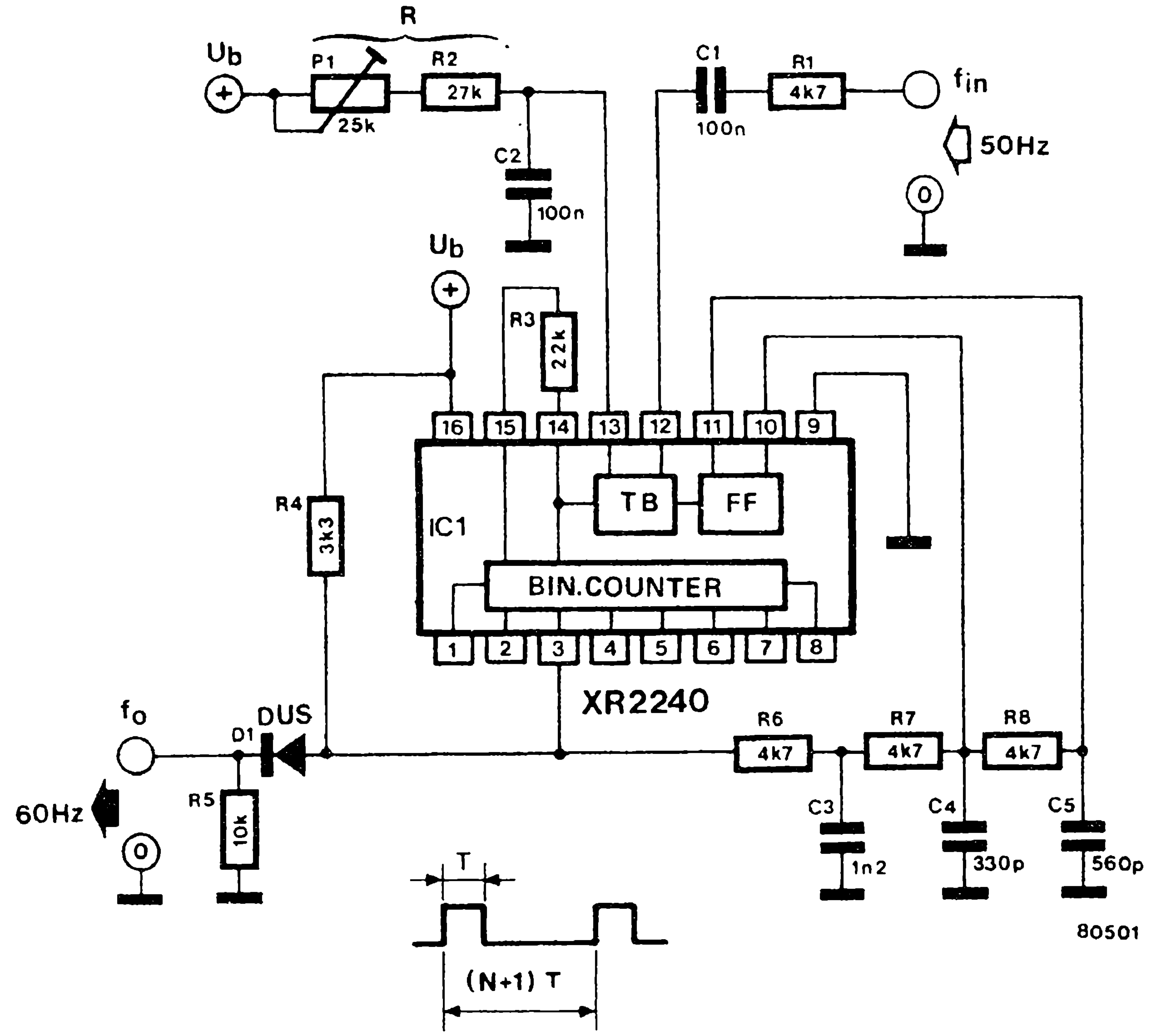
Cu acest montaj se poate realiza într-un mod simplu un convertor de frecvență care, de exemplu, să transforme un semnal de 50 Hz într-unul de 60 Hz. Dacă am construit deja un aparat cu un circuit integrat de ceas american, neconvertibil, un asemenea montaj poate fi util.

Frecvența la ieșire a unui circuit integrat de tipul XR 2240 se calculează cu relația:

$f_0 = m \cdot f_{in}/(1 + N)$ unde:

f_0 = frecvența la ieșire

f_{in} = frecvența la intrare



m = un număr întreg între 1 și 10. Acest număr este raportul între frecvența de intrare și frecvența bazei de timp, care poate fi reglată printr-un potențiometru.

N = un număr întreg între 1 și 255 care poate fi ales prin ocuparea uneia sau mai multora din cele 1 ... 8 borne.

La m = 6 și N = 4, pentru o frecvență de intrare f_{in} = 50 Hz, rezultă o frecvență la ieșire f_o = 60 Hz; cu m = 5 și N = 5, la o frecvență de intrare f_{in} = 60 Hz, rezultă o frecvență la ieșire f_o = 50 Hz.

Circuitul integrat conține un multivibrator bistabil de comandă FF, un generator de bază de timp TB și un divizor binar cu opt etaje. Generatorul de bază de timp produce un semnal a cărui perioadă T depinde de constanta de timp a elementului RC conectat la pinul 13. La bornele 1 ... 8 sunt disponibile, acum, semnale care prezintă perioade egale cu T, 1T, 4T, 8T, 16T, 32T, 64T și 128 T. Dacă se leagă, de exemplu, ieșirile la care apar semnalele cu perioada T și 4T (adică pin 1 și pin 3) cu rezistența serie 3k3, se obține un semnal a cărui perioadă este T + 4T = 5T. Acesta este numărul „N" menționat mai sus.

Generatorul de bază de timp pornește după un semnal trigger pozitiv la pinul 12. Concomitent, toate ieșirile divizorului sunt setate pe „0", iar divizorul este activat. În montajul desenat se obține o frecvență la ieșire de 60 Hz pentru o frecvență la intrare de 50 Hz, atunci când frecvența bazei de timp este reglată pe cea de a șasea armonică a frecvenței de intrare, adică pe 300 Hz (m = 6). La pinul 3 apare un semnal cu 4T, adică N = 4.

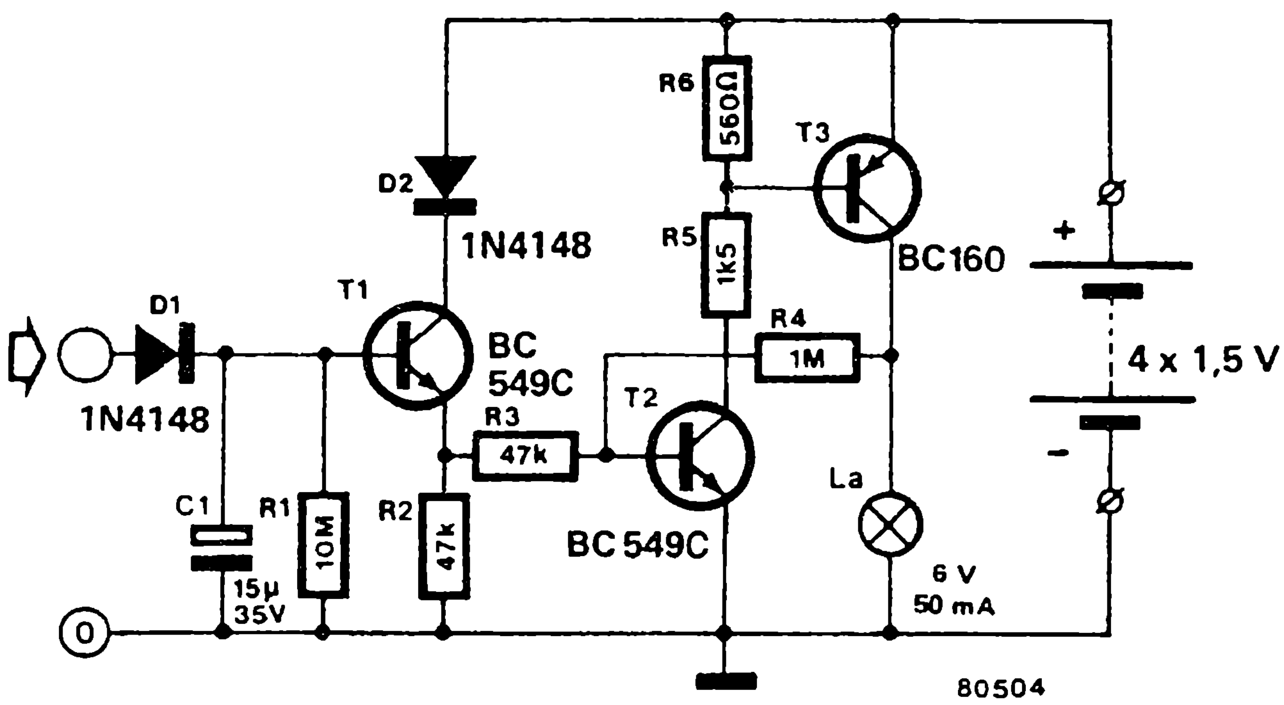
La o tensiune de alimentare de 9 V, montajul lucrează excelent (sunt posibile tensiuni de alimentare între 4 și 15 V). Curentul absorbit este de circa 8 mA. Un semnal dreptunghiular cu o amplitudine de minimum 3 V servește ca semnal de sincronizare (tensiunea de intrare). Frecvența cea mai mare a generatorului de bază de timp este de circa 100 kHz; în cele mai multe cazuri, circuitul integrat este chiar mai rapid (R = 1 k, C = 7 n).

186 Lampă spate de siguranță pentru biciclete

La latitudinea noastră geografică se întâmplă destul de des să călătorim cu farurile aprinse. Este neplăcut faptul că un dinam de bicicletă furnizează energia necesară în funcție de viteza de deplasare. La o viteză redusă și mai ales la opriri la semafor, zebră etc., lumina se stinge. Această situație este periculoasă mai ales când vin alte vehicule din urmă. Legea a luat în considerare această problemă introducând obligativitatea montării „ochilor de pisică" la biciclete; montajul prezentat aici constituie o completare utilă la aceștia.

Imediat ce dinamul este pus în mișcare și furnizează tensiune, lampa din spate se aprinde. Particularitatea este că, indiferent de viteză, lampa spate luminează cu aceeași intensitate. În afară de aceasta, lampa luminează încă 4 minute și după oprirea bicicletei. Acest timp este suficient pentru a traversa fără pericol intersecțiile rutiere.

Din păcate, montajul are și un punct slab: el își trage energia dintr-un acumulator mic



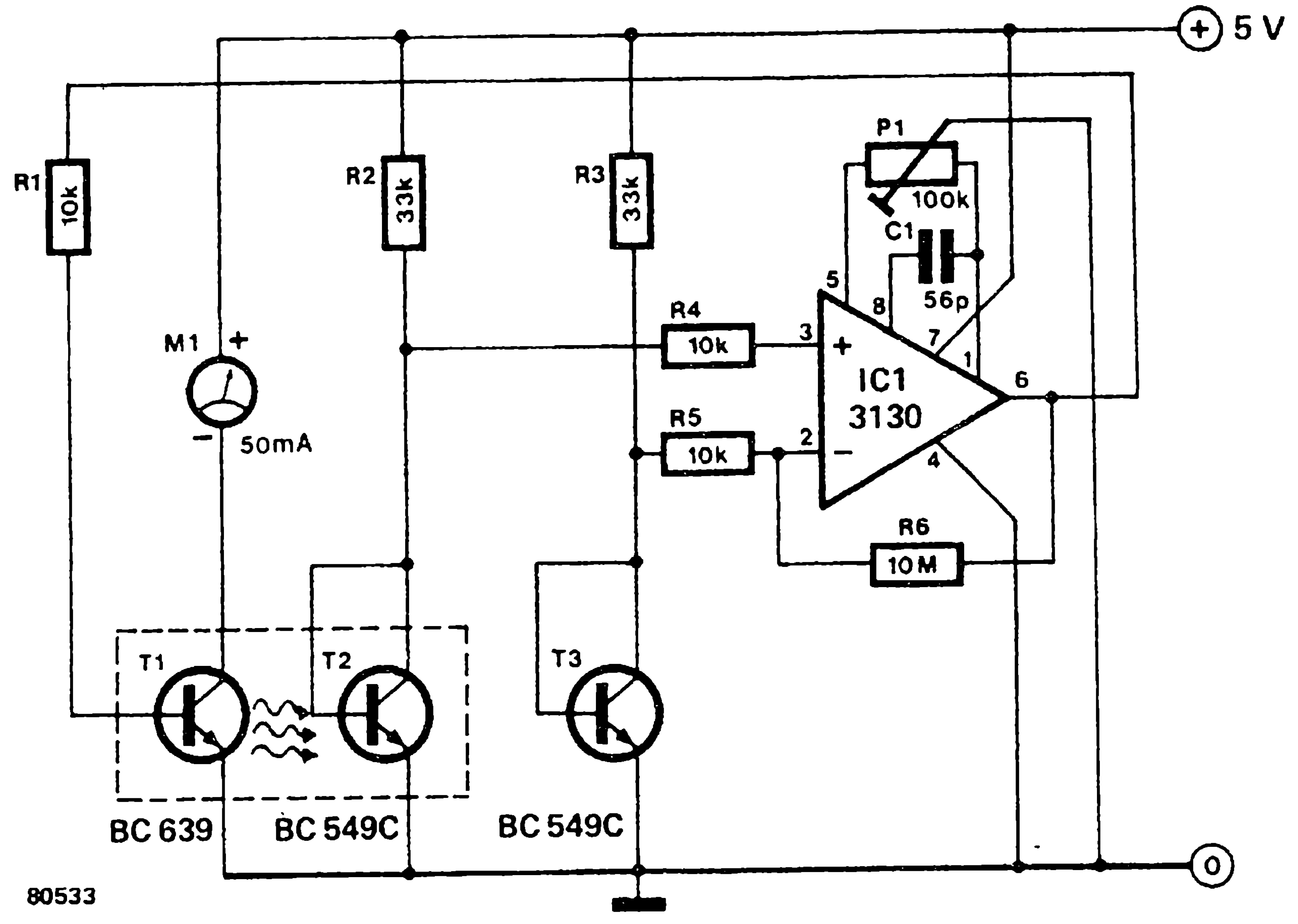
sau o baterie atât timp cât aceasta este încărcată. Energia a 4 sau 5 acumulatoare miniatură (alcali-mangan) ajunge pentru circa 35 de ore.

Bornele dinamului, de la care în mod normal este culeasă tensiunea pentru lămpi, se conectează la intrarea micului aparat. Dacă dinamul lucrează, atunci tranzistorul T1 conduce și comandă tranzistoarele T2 și T3. Lampa luminează. Dacă, la o oprire, dinamul nu mai furnizează nici o tensiune, atunci T1 rămâne în starea de conducție timp de câteva minute, până când condensatorul C1 se descarcă prin R1. Dacă T1 se blochează, atunci triggerul Schmitt T2 T3 basculează și lampa se stinge. Aparatul s-a deconectat automat și nu mai consumă curent de la baterie.

La o utilizare regulată, intensivă a aparatului, este mai bine ca alimentarea să se facă de la 5 acumulatoare miniatură NiCd. La o capacitate de 0,5 Ah și la un bec cu incandescență de 6 V / 50 mA, acumulatoarele se descarcă în circa 10 ore.

187 Anemometru

Procedeul de măsurare descris se bazează pe faptul că un curent de aer (vânt) răcește un obiect care este mai cald decât mediul înconjurător, În acest caz, obiectul răcit este un tranzistor conectat ca diodă (T2). Pentru a încălzi această diodă la o temperatură mai mare decât cea a mediului, o cuplăm termic cu un tranzistor (T1), care este parcurs continuu de



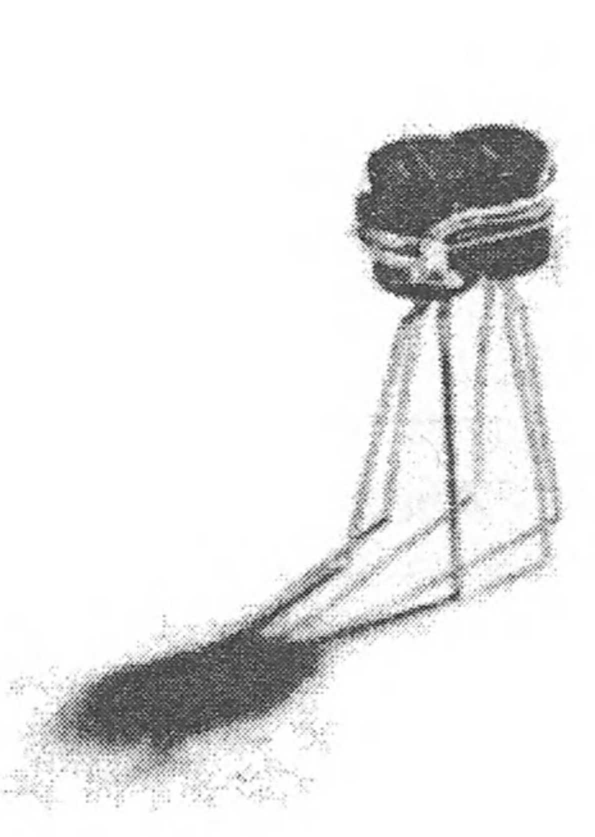
un curent. Viteza vântului rezultă din diferența între tensiunea pe diodă și tensiunea pe o diodă de referință T3.

Ambele tensiuni ajung la intrarea neinversoare, respectiv la intrarea inversoare a unui amplificator operațional. Amplificatorul operațional are un factor de amplificare egal cu 1000 și comandă prin rezistența R1 curentul bazei tranzistorului de încălzire. Dacă vântul răcește dioda, atunci tensiunea ei de conducție crește (–2 mV/°C), cu aceasta crescând și tensiunea la intrarea neinversoare. Corespunzător crește și tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional. T1 este comandat în continuare și se încălzește. Amplificatorul operațional încearcă să compenseze căderea de temperatură, ceea ce se manifestă printr-o creștere a curentului de colector al lui T1.

O sensibilitate bună se realizează atunci când temperatura diodei T2 este cu 1 ... 5°C mai mare decât cea a mediului. Pentru aceasta, se reglează potențiometrul P1 astfel încât în stare de repaus aparatul de măsură să aibă o indicație mică (de exemplu 5 mA). Acest „curent de repaus" (care corespunde vitezei „0" a vântului) oferă concomitent un control asupra modului corect de lucru al montajului. Rezistența R1 trebuie aleasă astfel încât curentul prin T1 să nu fie prea mare. Pentru T1 (BC639) poate fi utilizat și un BC 547; curentul de colector maxim nu trebuie să depășească 100 mA.

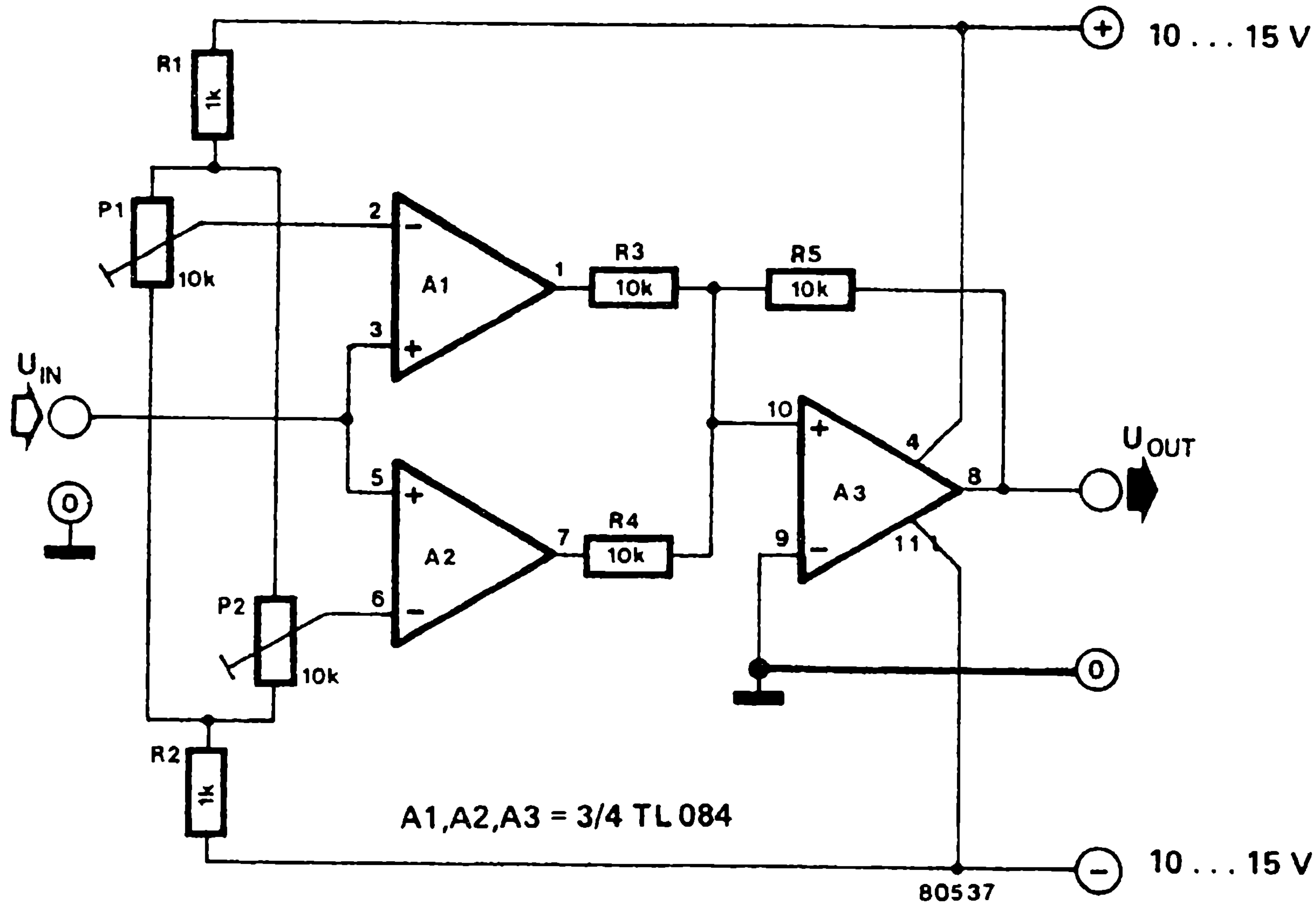
Dacă montajul tinde să oscileze, atunci prin mărirea lui R5 factorul de amplificare al amplificatorului operațional poate fi micșorat.

Cele două tranzistoare T1 și T2 sunt montate cu suprafețele de răcire alăturate; se poate utiliza o pastă specială pentru un contact termic cât mai bun (vezi foto).



188 Trigger reglabil

La cele mai multe montaje trigger cu histerezis la comutare (între care se numără și triggerul Schmitt) operația de reglare a pragului de comutare se prezintă ca un joc de răbdare (în măsura în care această reglare este, de fapt, posibilă), deoarece reglarea unui punct de comutare atrage după sine modificarea celui de al doilea punct de comutare și, prin aceasta,



se poate influența în mod nedorit comportarea triggerului. Montajul trigger prezentat aici constituie o excepție de la cele prezentate mai sus; el este construit cu un amplificator operațional triplu.

Cu ajutorul lui P1 și P2 pot fi modificate ambele tensiuni de comutare independent una față de cealaltă; sunt posibile, pentru aceasta, valori pozitive și negative de la 0 până la 0,1% din tensiunea de alimentare. Este indiferent cu care din cele două potențiometre se reglează pragul de comutare superior sau inferior.

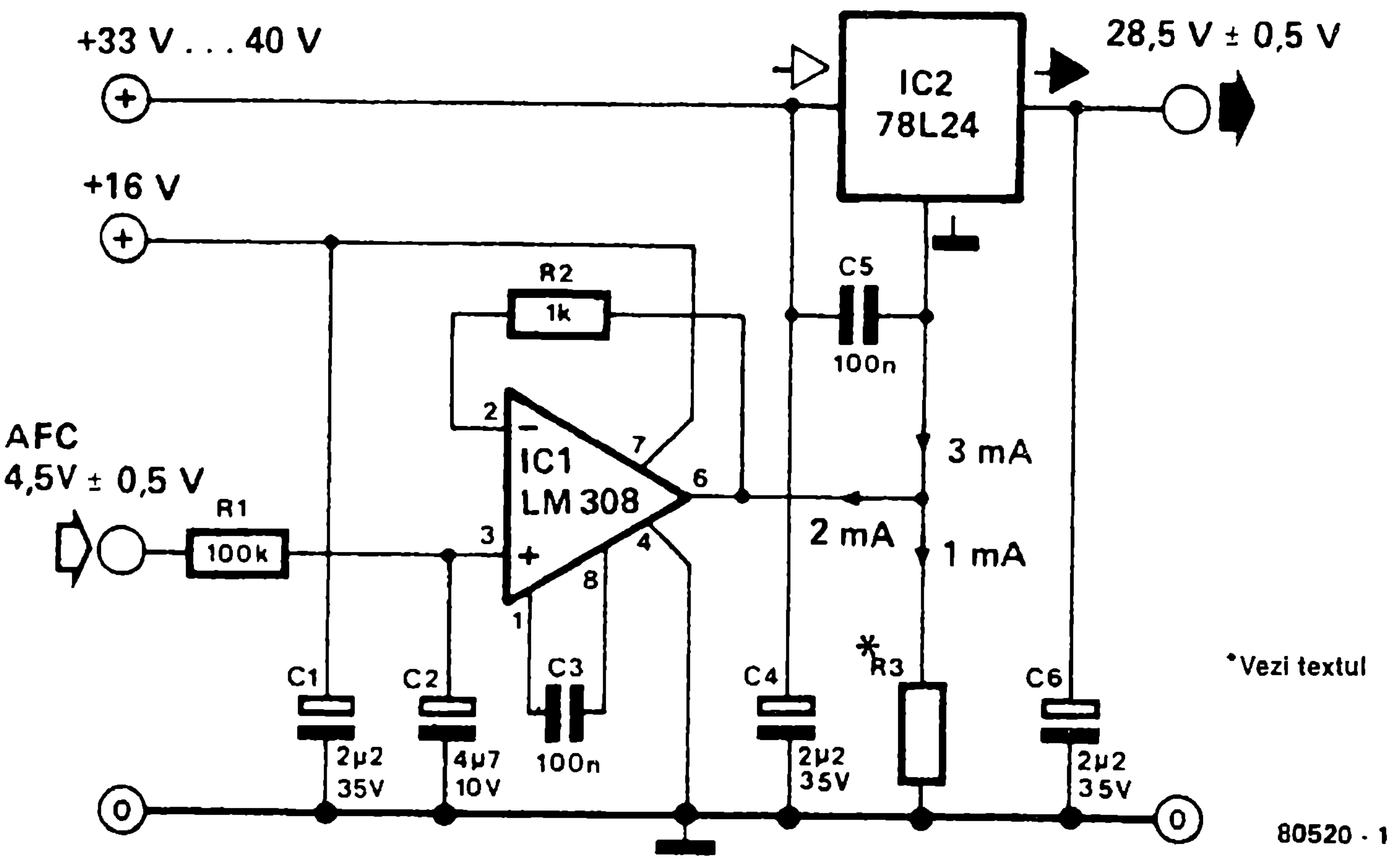
Dacă tensiunea de intrare a montajului este mai mare decât tensiunea de comutare superioară reglată, atunci ieșirile lui A1 și A2 sunt la un potențial pozitiv, iar tensiunea de ieșire a lui A3 este de asemenea pozitivă. Ca urmare a cuplajului prin R5, ieșirea lui A3 rămâne pozitivă atunci când tensiunea de intrare ia o valoare oarecare între cele două praguri de comutare. Abia atunci când tensiunea de intrare coboară sub praguri, ieșirile lui A1 și A2 sunt la un potențial negativ, iar pinul 10 al lui A3 se găsește la un potențial mai mic decât pinul 9. În acest fel tensiunea de ieșire a lui A3 devine negativă.

Cu acest montaj pot fi prelucrate atât tensiuni continue cât și alternative; bineînțeles, valorile la vârf ale semnalului de intrare nu trebuie să fie mai mari decât tensiunea de alimentare.

189 Reglarea tensiunii pe dioda varicap cu ajutorul tensiunii CAF

Montajul reglează automat tensiunea pe dioda varicap a unui receptor cu ajutorul tensiunii CAF. Pentru aceasta se utilizează un stabilizator de tensiune integrat, al cărui punct de zero nu se leagă la masă, ci la tensiunea de CAF.

Tensiunea CAF a amplificatorului de frecven-



te intermediare comandă un amplificator operațional ce lucrează ca amplificator de eroare ce este conectat la borna de masă a regulatorului de tensiune. Rezistența R3 constituie o sarcină constantă pentru amplificatorul operațional și conduce o parte a curentului de repaus al regulatorului la masă. La cele mai multe amplificatoare de frecvențe intermediare, tensiunea CAF este de 4,5 ±0,5 V; curentul de repaus al stabilizatorului de tensiune este de circa 3 mA. Pentru a asigura un domeniu cât mai mare de variație a tensiunii de ieșire la o stabilitate suficientă a montajului, amplificatorul operațional trebuie să preia 2/3 din curentul de repaus. Putem calcula astfel rezistența R3 = 4,5 V / 1 mA = 4500 Ω.

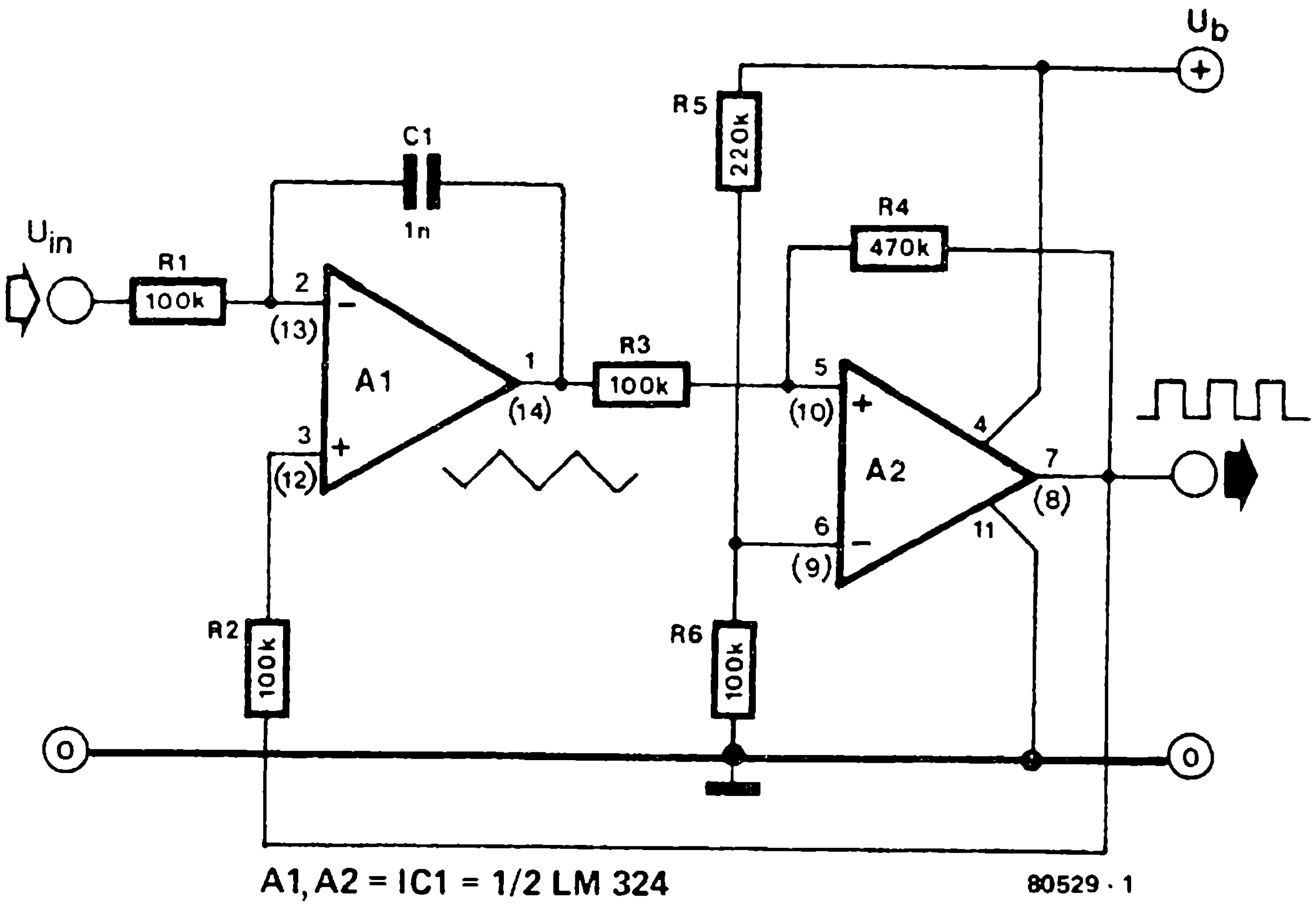
Aici a fost aleasă o valoare de 4k7. Pentru a preveni o eventuală tendință de autooscilație, amplificatorul operațional este compensat cu C3, iar stabilizatorul de tensiune este decuplat prin C5.

Ca amplificator de eroare (IC1) a fost ales tipul LM 308, care are un curent de intrare foarte mic (numai 3 nA) și o derivă foarte mică. Consumul de curent al montajului este de circa 300 μA. Pentru a atenua semnalele perturbatoare, tensiunea CAF este condusă la intrare printr-un filtru trece-jos (R1 și C2); prin aceasta rezultă o funcționare stabilă și lipsită de zgomote a montajului. Dacă se dorește deconectarea CAF-ului, atunci se conectează intrarea pe valoarea medie a tensiunii CAF. Dacă receptorul are un instrument cu nul pentru acord, atunci tensiunea de referință a instrumentului poate fi utilizată în acest scop.

(S. Hering)

190 *Convertor tensiune – raport impuls/pauză*

Destul de des este necesar un semnal dreptunghiular a cărui valoare medie să poată fi cunoscută și reglată. După aceste criterii se poate construi, de exemplu, un alimentator simplu. Montajul necesită câteva explicații. Amplificatorul operațional A1 este conectat ca integrator, iar A2 ca trigger Schmitt. Atunci când, de exemplu, la o anumită tensiune la intrarea montajului, tensiunea de ieșire a triggerului Schmitt A2 este de 0 V, tensiunea la ieșirea integratorului este scăzută. Dacă tensiunea la ieșirea integratorului atinge pragul inferior de comutare al triggerului Schmitt A2, atunci acesta basculează și la ieșirea sa avem un potențial pozitiv (aproximativ egal cu tensiunea de alimentare). Prin aceasta, intrarea neinversoare a lui A1 primește o tensiune mai mare decât intrarea inversoare, iar tensiunea la ieșirea integratorului crește din nou. Dacă este atins pragul superior al triggerului Schmitt, atunci A2 basculează din



nou și procesul se reia. În acest mod, la ieșirea lui A2 ia naștere un semnal dreptunghiular.

Atunci când valoarea medie a tensiunii dreptunghiulare deviază de la tensiunea de intrare, integratorul modifică treptat valoarea medie a tensiunii sale de ieșire până când se ajunge la sincronism. Deoarece pragurile trigger sunt reglate fix, rezultă o modificare a raportului impuls/pauză a semnalului dreptunghiular.

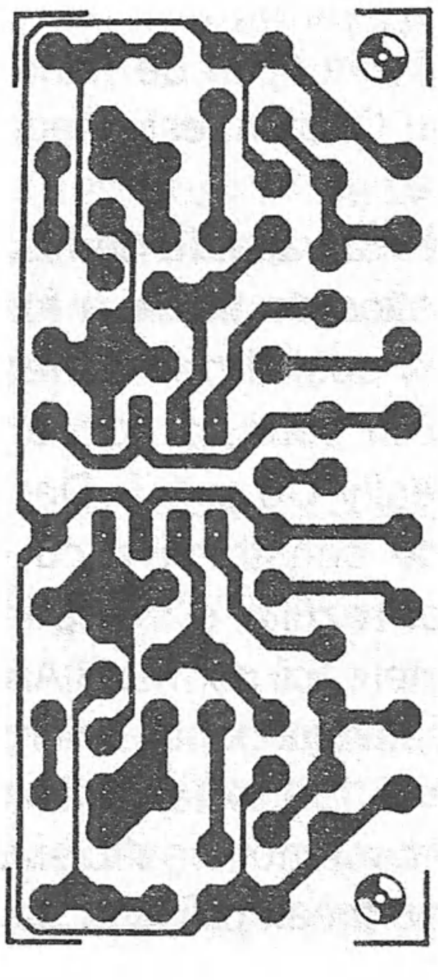
Frecvența de ieșire poate varia de la o valoare maximă la un raport impuls/pauză de 50%, până la valoarea minimă „0 Hz" la un raport impuls/pauză 0 sau 100%.

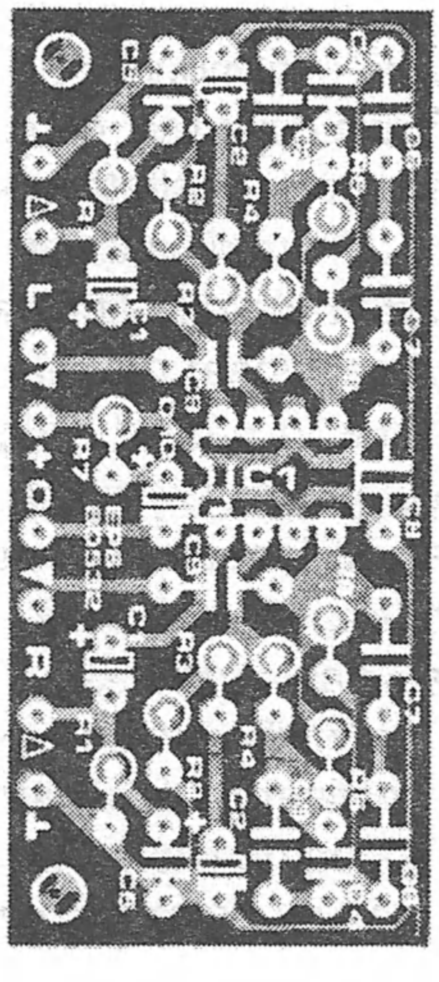
Tensiunea la intrare poate varia într-un domeniu ale cărui limite sunt circa 0 V și aproximativ 1,5 V sub tensiunea de alimentare.

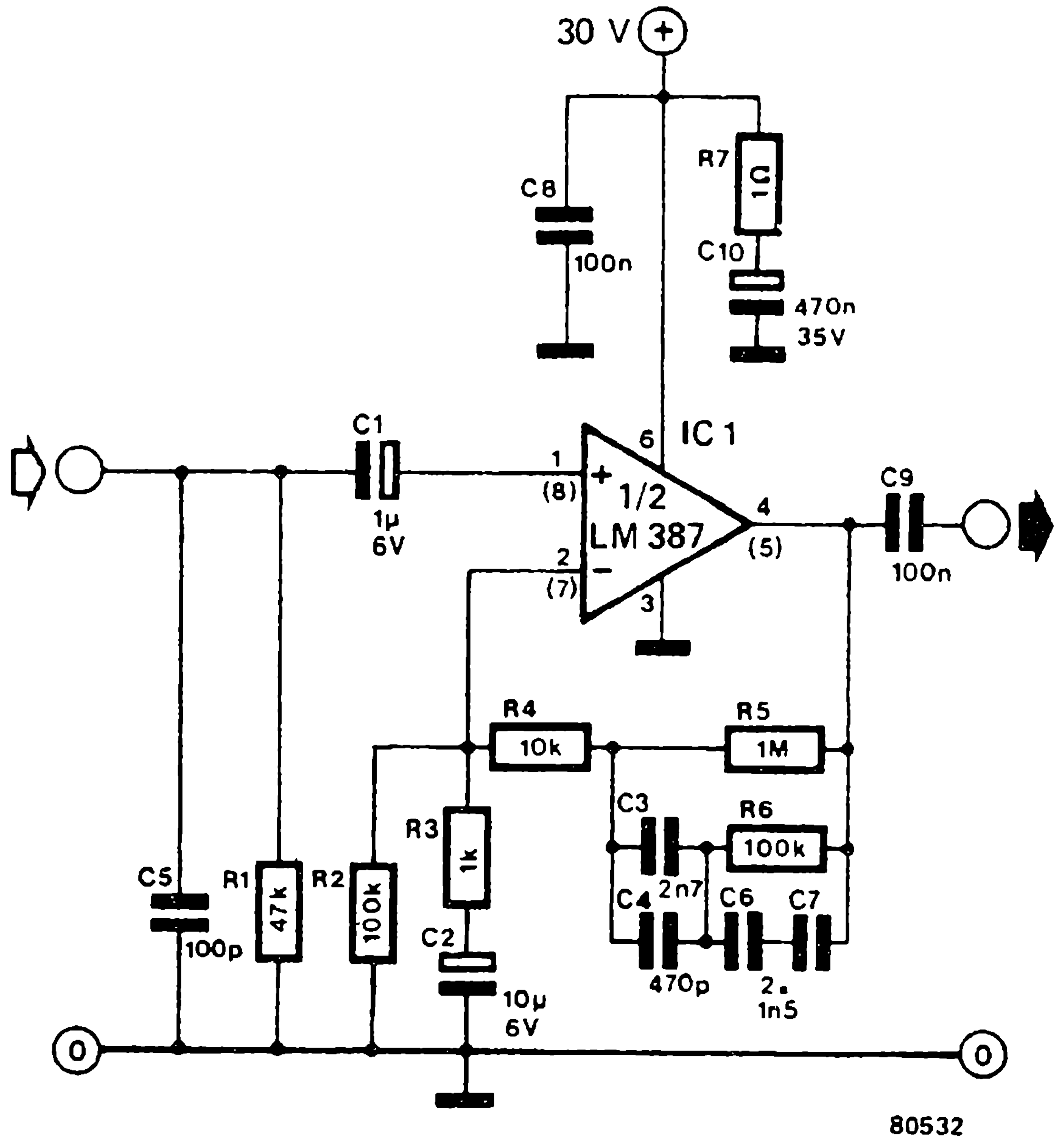
La utilizarea unui circuit LM 324 tensiunea de alimentare poate fi între 3 și 30 V. Dacă se utilizează alte tipuri de amplificatoare operaționale, atunci, de la caz la caz, domeniul de reglaj al montajului la tensiuni mici de intrare poate fi puternic restrâns, deoarece circuitul 324, față de multe alte tipuri, poate prelucra tensiuni de intrare până la 0 V (și chiar puțin mai joase).

191 *Preamplificator pentru microfon dinamic cu LM 387*

Deja sunt mai mulți ani de când Elektor a publicat pentru prima oară un preamplificator pentru microfon dinamic. El era echipat cu un amplificator operațional de zgomot redus, tip 739. Între timp, gama de circuite integrate s-a dezvoltat într-atât, încât pentru acest scop ne stau acum la dispoziție o întreagă serie de amplificatoare operaționale duble. Cele mai multe din acestea pun în umbră, prin calitățile lor, deja bătrânul circuit 739. Din acest motiv prezentăm un nou preamplificator pentru microfon dinamic. Alegerea a căzut pe LM 387 produs de National Semiconductor, un amplificator operațional dublu, ușor de procurat, cu un zgomot deosebit de redus, într-o carcasă DIL cu 8 pini. Din schemă se poate vedea că se poate ob-







Lista de componente

Rezistențe
R1, R1' = 47 k (peliculă metalică)
R2, R2', R6, R6' = 100 k
R3, R3' = 1 k
R4, R4' = 10 k
R5, R5' = 1 M
R7 = 1 Ω

Semiconductoare
IC1 = LM 387 (NE 542)

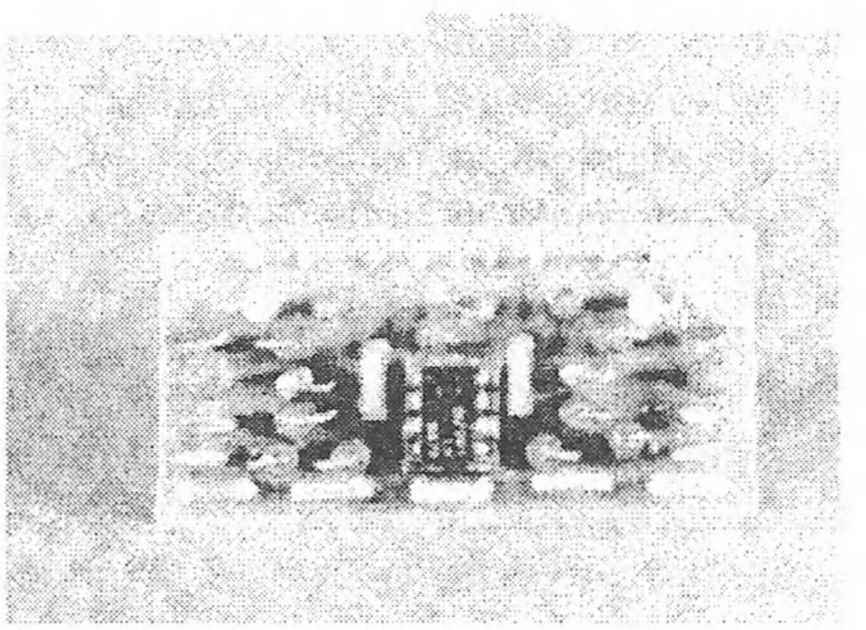
Condensatoare
C1, C1' = 1 µ / 6 V
C2, C2' = 10 µ / 16 V
C3, C3' = 2n7
C4, C4' = 470 p
C5, C5' = 100 p
C6, C6', C7, C7' = 1n5
C8, C9, C9' = 100 n
C10 = 0,47 µ / 35 V tantal

ține, în modul cel mai simplu, cu acest circuit, un preamplificator pentru microfon dinamic de calitate.

Impedanța de intrare corespunde valorii standard de 47 k; ea depinde aproape exclusiv de R1; Dacă se dorește conectarea unui microfon dinamic care necesită o valoare diferită, atunci R1 (rezistență cu peliculă metalică) poate fi schimbat fără probleme. În domeniul cuprins între 22 k și 100 k, nu apar probleme prin această schimbare. Același lucru este valabil pentru capacitatea de separare a microfonului dinamic (C5). Valoarea înscrisă pe figură, 100 p, este una mijlocie; pentru câteva tipuri de microfoane dinamice, de exemplu Ortofon, este necesară o capacitate mai mare.

Circuitul care compensează variațiile de frecvență ale curbei caracteristice de tăiere a fost dimensionat cât mai precis posibil prin conectarea în paralel, respectiv în serie, a condensatoarelor C3 și C4, respectiv C6 și C7. Dacă se utilizează aici elemente constructive cu o toleranță mai mică, atunci rezultă o compensare aproape ideală a caracteristicii normei RIAA.

Amplificarea preamplificatorului pentru microfon dinamic a fost stabilită la 100 (40 dB). Tensiunea de ieșire este din acest motiv suficientă pentru a comanda următorul preamplificator sau amplificator. Impedanța de intrare trebuie să fie de minimum 100 k, o condiție pe care amplificatoarele de acest tip o îndeplinesc de cele mai multe ori. În caz de nevoie, capacitatea lui C9 poate fi mărită, astfel încât să fie compensate pierderile la bași, cauzate de un dezacord. Raportul semnal/zgomot depinde și de calitatea elementelor pasive. La o tensiune de intrare de 10 mV, acesta este în orice caz mai mare de 80 dB. Dacă se dublează montajul, atunci rezultă un preamplificator stereo. Spațiul redus ocupat de circuitul integrat și modul de amplasare a elementelor constructive pe placa de circuit imprimat determină ca modulul să fie extrem de compact, astfel încât își va găsi cu ușurință un loc în orice preamplificator sau amplificator.

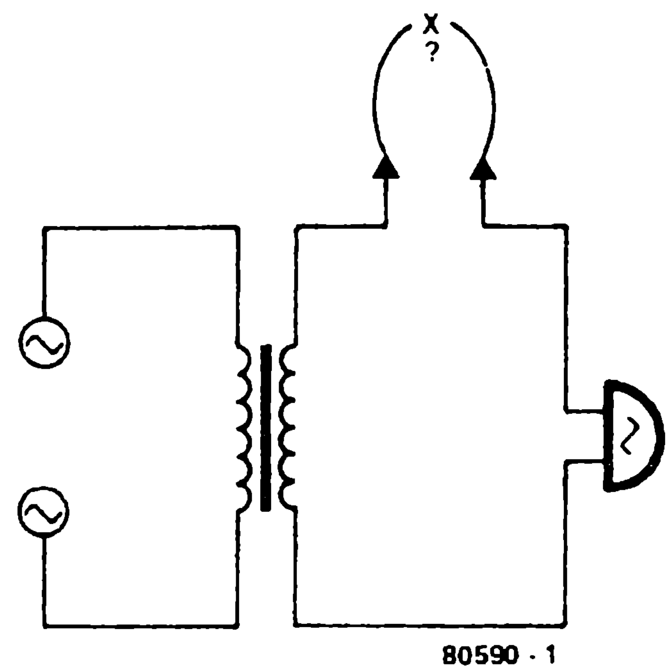


192 Indicator de continuitate

De multe ori suntem puși în situația de a verifica un număr mai mic sau mai mare de legături electrice; de exemplu, mănunchiuri de conductoare, cablaje, circuite de curent. Pentru aceasta poate fi utilizat un aparat universal de măsură comutat pe scala ohmmetrică. Aceasta presupune însă ca în timpul măsurării să ținem fixe sondele de măsurare și concomitent să urmărim indicația pe cadranul aparatului de măsură.

Se poate însă și mai simplu. Se construiește pentru aceasta un mic montaj care produce un sunet doar în cazul unei legături. Pentru realizare există o multitudine de posibilități.

1



2

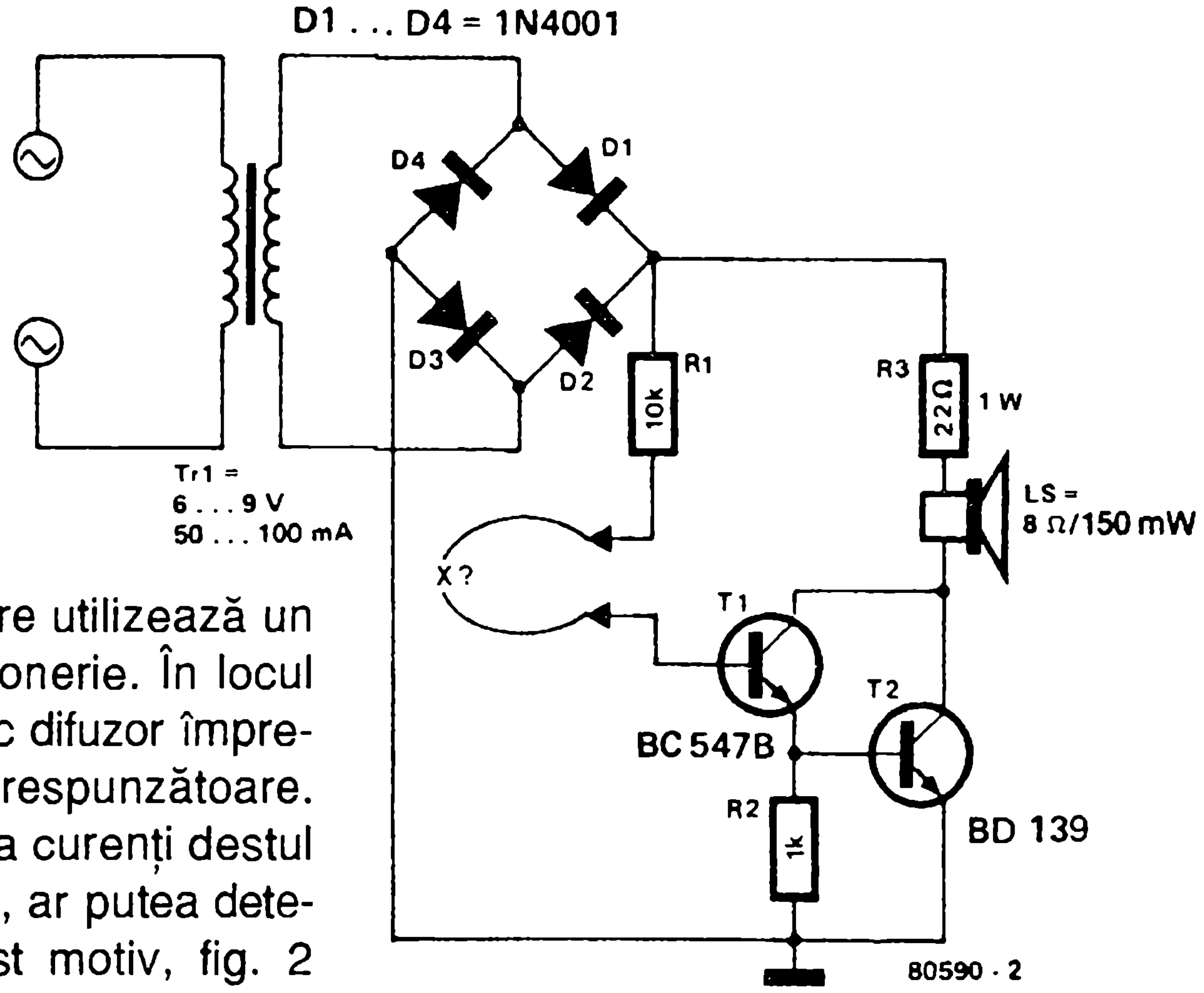


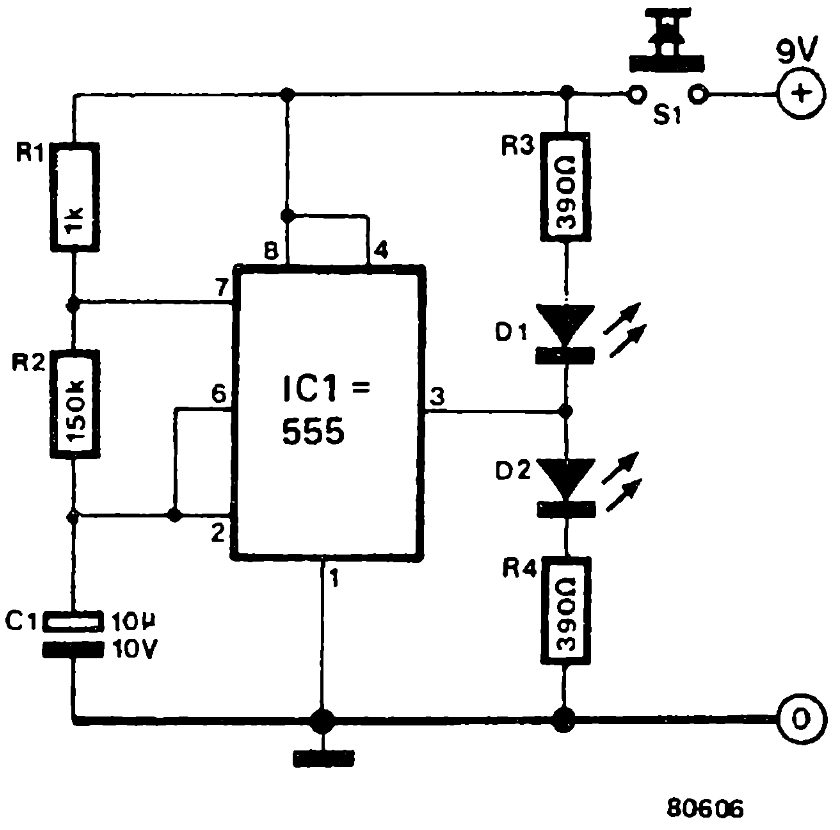
Fig. 1 prezintă un montaj care utilizează un transformator de sonerie și o sonerie. În locul soneriei se poate utiliza și un mic difuzor împreună cu o rezistență serie corespunzătoare. Desigur, în acest caz, pot circula curenți destul de mari care, în anumite situații, ar putea deteriora circuitul controlat. Din acest motiv, fig. 2 prezintă o alternativă: un montaj al cărui curent de măsurare este mai mic de 1 mA.

Cum lucrează montajul? Destul de simplu: redresorul în punte produce o tensiune nefiltrată, care poate fi sesizată într-un difuzor sub forma unui sunet de 100 Hz. Acest sunet este produs doar în cazul în care T1 primește un curent în bază prin R1 și legătura de testat, determinând intrarea în conducție a tranzistorului T2.

193 Tester pentru circuitele integrate 555

Circuitul integrat 555 este o componentă cu utilizări multiple, fiind întâlnit în multe montaje. Cu toate că acesta este un circuit bipolar și de aceea este relativ puțin sensibil la greșelile de conectare, se poate totuși defecta. Testerul prezentat aici clarifică situațiile când există un dubiu privind integritatea acestui circuit.

Circuitul de testat, notat în figură cu IC1,



este conectat ca multivibrator astabil (MVA). Atunci când se conectează tensiunea de alimentare cu tasta S1, condensatorul C1 se încarcă prin rezistențele R1 și R2. Dacă tensiunea condensatorului atinge două treimi din tensiunea de alimentare, atunci este setat multivibratorul existent în circuitul integrat. Condensatorul se descarcă prin R2 și pinul 7 al circuitului. Atunci când tensiunea pe condensator a scăzut la o treime din tensiunea de alimentare, multivibratorul basculează; legătura internă a pinului 7 cu masa este întreruptă și procesul se reia de la capăt.

Ieșirea circuitului (pin 3) este legată la două LED-uri. Când tensiunea de ieșire este mare, D2 luminează, în timp ce D1 este stins. Tensiunea mică la pinul 3 are ca urmare stingerea lui D2 și aprinderea lui D1. Deoarece circuitul lucrează ca multivibrator astabil, LED-urile luminează pe rând, semnalizând că circuitul 555 nu este defect.

Frecvența de clipire poate fi calculată cu formula următoare:

$f = 1,44/(R1 + 2R2)C1$ [Hz]

$C = [\mu F]$; $R = [k\Omega]$

Atunci când R2 este mult mai mare decât R1 se poate face următoarea aproximare:

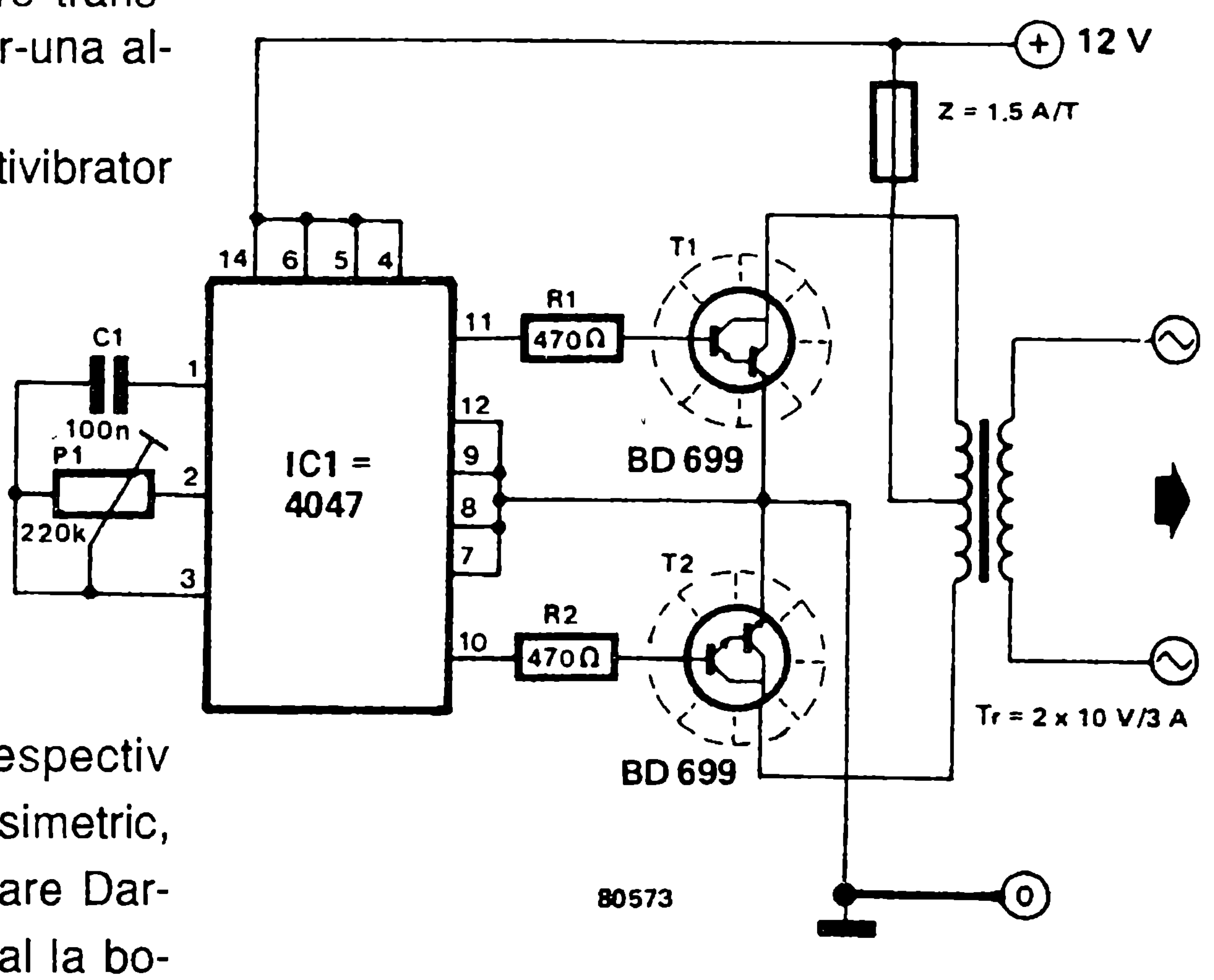
$f = 0,72/R2C1$ [Hz] $C1 = [\mu F]$; $R = [k\Omega]$

Cu dimensionarea dată în figură pentru R1, R2 și C1, frecvența de clipire este de circa 0,5 Hz. Deoarece montajul servește doar pentru testare și nu pentru o funcționare de durată, este suficientă alimentarea de la o baterie de 9 V.

194 *Convertor 12 V c.c. / 220 V c.a.*

Circuitul integrat CMOS 4047 este piesa principală a acestui mic convertor care transformă o tensiune continuă de 12 V într-una alternativă de 220 V.

Circuitul integrat este utilizat ca multivibrator astabil. La ieșirile Q și $\overline{Q}$ (pin 10, respectiv pin 11) apare un semnal dreptunghiular simetric, care este amplificat de două tranzistoare Darlington (T1 și T2) și care ajunge în final la bobina secundară a unui transformator de rețea

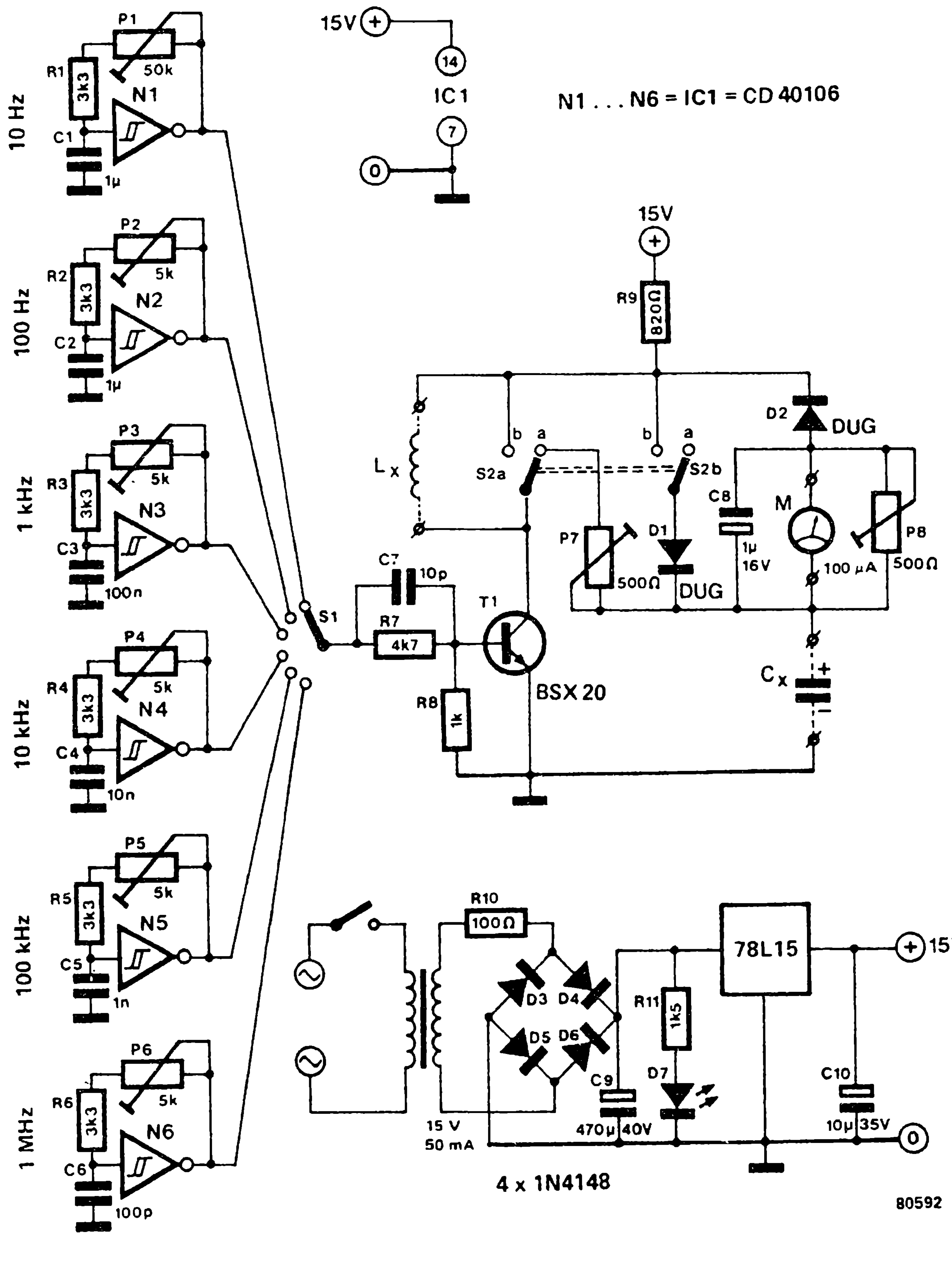


(2 x 10 V / 60 VA). La bornele bobinei primare apare o tensiune alternativă de 220 V. Se obține un randament mai bun atunci când se utilizează un transformator cu miez toroidal cu pierderi reduse. Cu ajutorul lui P1 frecvența la ieșire poate fi reglată între anumite limite (50 ... 400 Hz).

(M. Cafaxe)

195 Aparat pentru măsurat inductanțe și capacități

Montajul măsoară într-un mod simplu inductivitatea bobinelor și capacitatea condensatoarelor. Inductivitățile pot fi măsurate (S2 în poziția a) datorită faptului că un curent care



Tabel

f [Hz]	1 M	100 k	10 k	1 k	100	10
L [H]	10 µ	100 µ	1 m	10 m	100 m	1
C [F]	100 p	1 n	10 n	100 n	1 µ	10 µ

circulă prin bobina necunoscută este întrerupt periodic; un instrument de măsură magnetoelectric indică tensiunea de inducție care ia naștere. Semnalul unuia din cele șase oscilatoare (N1 ... N6) care produc semnale dreptunghiulare ajunge prin S1, funcție de domeniul de măsurare ales, la baza lui T1. Curentul bazei lui T1 atinge periodic o anumită valoare, astfel încât și curentul de colector maxim rămâne constant. Pentru tensiunea indusă este valabilă formula:

$$U = -L\frac{\Delta I}{\Delta t},$$

unde: L = inductanța, ΔI = variația curentului, iar Δt este intervalul de timp în care are loc variația curentului. Deoarece aici raportul ΔI/Δt rămâne constant, tensiunea indusă se modifică doar atunci când inductivitatea bobinei ia o altă valoare. Valoarea medie a tensiunii induse este: Um = L·Ic·f, unde Ic este curentul mediu de colector, iar f este frecvența tensiunii de comandă. Valoarea medie a tensiunii induse este și o măsură a inductanței bobinei. Din relația liniară între Um și L rezultă că scala trebuie gradată liniar.

Dacă S2 este în poziția b, atunci se măsoară capacități. Curentul mediu de descărcare al condensatorului Cx este: Im = Cx·Uc·f, unde Uc este tensiunea la care este încărcat condensatorul. De aici rezultă că și valorile capacităților sunt indicate liniar.

Domeniile de măsurare ce pot fi alese cu S1 rezultă din tabel:

Pentru a etalona aparatul, se reglează mai întâi frecvențele oscilatoarelor la valoarea corectă cu ajutorul potențiometrelor P1 ... P6. După aceasta se prinde în clemele de măsurare pentru Cx un condensator cu capacitatea cunoscută (de exemplu, 100 p); apoi se reglează P7 până când instrumentul de măsură magneto-electric indică valoarea respectivă. Pentru inductanțe, în clemele de măsurare pentru Lx se prinde o bobină cu o inductanță cunoscută (de exemplu, 1 H); cu ajutorul lui P8 se aduce acul instrumentului la indicația respectivă.

Tensiunea de alimentare a aparatului este de 15 V. O baterie de 9 V nu este suficientă, deoarece o tensiune scăzută are ca urmare și o precizie redusă.

(după o idee a lui P. Herlitz)

196 *Sursă de tensiune ieftină*

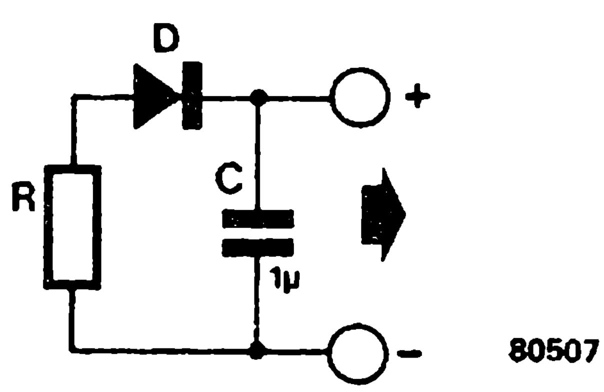
Se știe că rezistențele produc zgomot. Pentru a le putea utiliza ca surse de tensiune, trebuie ca tensiunea de zgomot să fie redresată și filtrată. Acesta este principiul montajului prezentat în continuare.

Tensiunea de zgomot efectivă rezultă din egalitatea:

$$Uef = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R}.$$

După cum se vede, tensiunea furnizată este cu atât mai mare, cu cât sunt mai mari valorile rezistenței R și temperaturii T. Temperatura este dată în grade Kelvin; 25°C echivalează cu 298°K.

Deoarece căldura este o formă de energie, iar rezistența trebuie să disipe energie, temperatura rezistenței va scădea. Acest montaj poate fi deci folosit atât ca sursă de tensiune, cât și ca element de răcire (efect Peltier).



De mare importanță este alegerea rezistenței. Cel mai bine este să se utilizeze aici un exemplar vechi, chiar defect, care să producă mult zgomot.

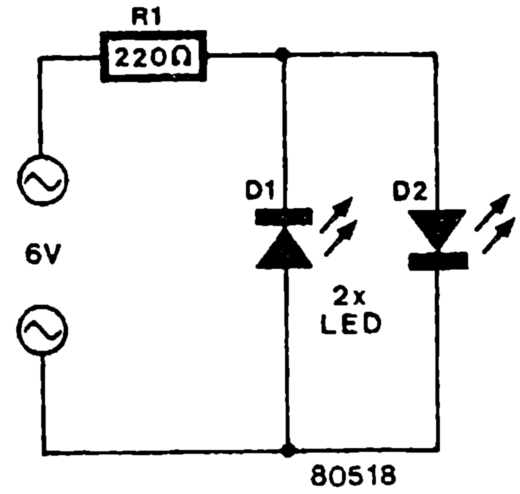
Dioda trebuie să aibă pe cât posibil o tensiune mică de conducție. Este recomandabilă utilizarea unei diode cu germaniu; cele mai bune rezultate se obțin însă cu o diodă

Schottky. Tensiunea de ieșire a montajului măsoară circa 0,1 V. Pentru producerea unor tensiuni mai mari se pot conecta mai multe elemente în serie. Pentru un curent necesar mai mare, este posibilă conectarea mai multor elemente în paralel.

197 *Lumină spate cu diode semiconductoare*

Un mare pericol în circulația nocturnă îl constituie bicicliștii. Bicicletele adeseori nu au lumină spate sau aceasta este defectă. Participanții la circulație care nu posedă lumini de semnalizare sunt greu de observat. Acest montaj constituie un ajutor pentru remedierea acestei situații. Schema prezentată este foarte simplă: ea necesită doar trei elemente constructive. La aproape orice bicicletă lămpile sunt alimentate cu 6 V curent alternativ; din acest motiv au fost prevăzute două LED-uri conectate în paralel; câte unul pentru fiecare semiperioadă. Rezistența de 220 Ω limitează curentul prin LED-uri. Informații despre tensiunea furnizată de dinamul bicicletei ne dau lămpile cu incandescență existente. Nu este posibil să se măsoare tensiunea cu un voltmetru, deoarece apar adeseori vârfuri de tensiune de 30 V sau chiar mai mult.

Prototipul lămpii spate cu semiconductoare a fost înglobat într-un bec defect. După demontarea atentă a globului de sticlă, pentru alimentare pot fi utilizate sârmele de conectare a filamentului. După ce sunt înglobate rezistența și cele 2 LED-uri, se verifică din nou conexiunile, ne asigurăm că LED-urile sunt montate corect, iar în final se umple soclul cu rășină epoxidică. Prin aceasta se obține un bec de



schimb rezistent care poate fi înșurubat în fasungul existent.

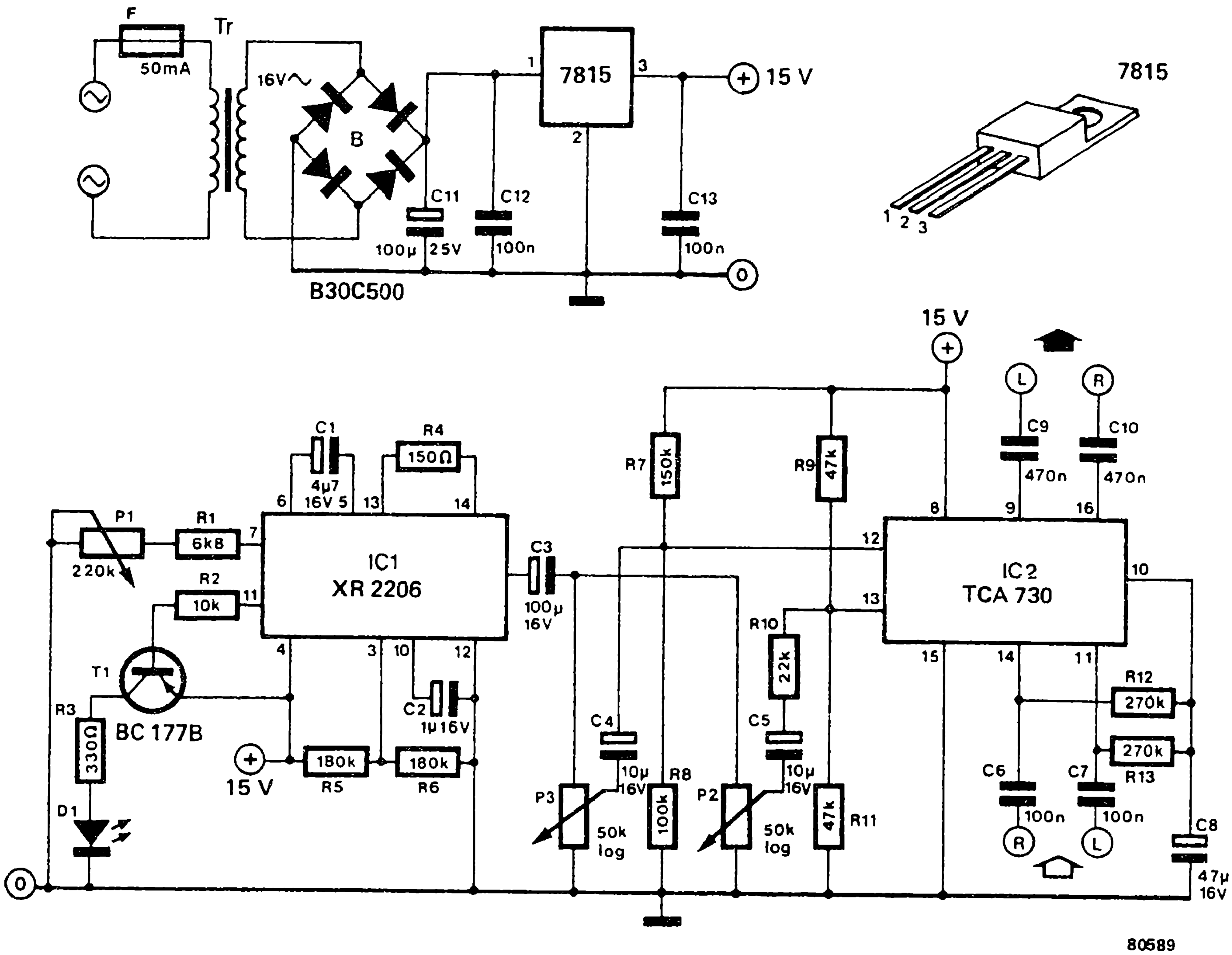
Prototipul lucrează fără probleme de doi ani. Autorul a folosit LED-uri cu luminozitate mare. Avantajul fiabilității mari a LED-urilor nu poate compensa dezavantajele legate de luminozitate și unghiul de vizibilitate. Când luminozitatea și vizibilitatea lămpilor spate convenționale (6 V / 0,1 A) va fi cel puțin egalată, doar atunci lămpile spate cu LED-uri vor reprezenta într-adevăr un progres.

(R. W. A. Koster)

198 *Tremolo cu circuite integrate*

Multe din montajele ce generează un efect de tremolo (modulare periodică a intensității sunetului) prezintă trei dezavantaje: distorsiunile care apar sunt relativ mari; amplitudinea modulației ca și frecvența modulației pot fi reglate doar într-un domeniu destul de mic. Montajul prezentat aici permite o amplitudine a modulației de 0% ... 100% și este relativ lipsit de distorsiuni. El este adecvat pentru două canale separate (stereo) și dispune în plus de posibilitatea de a imita efectul Lesley (difuzor rotitor).

Principiul montajului este simplu. Circuitul integrat TCA 730 este conceput ca dispozitiv de reglaj electronic al balansului și intensității sonore cu corecție fiziologică de frecvență. Reglajul balansului și al intensității sonore se realizează printr-un potențiometru liniar pentru ambele canale. Dacă se înlocuiește acest potențiometru printr-o sursă de tensiune alternativă, rezultă o modulație periodică a semnalului de intrare. Sursa de tensiune alternativă este construită cu generatorul de funcții XR 2206. IC1



produce oscilații dreptunghiulare, triunghiulare și sinusoidale. În montaj prezintă interes doar tensiunea sinusoidală; numai cu aceasta este posibilă o modulație „moale". Dacă TCA 730 ar fi modulat cu o tensiune dreptunghiulară, atunci ar apărea salturi în intensitatea sonoră, ceea ce ar prejudicia foarte mult plăcerea audiției.

Tensiunea de modulație poate fi reglată cu potențiometrul P1 de la 1 la 25 Hz. Rezistența R4, de 150 Ω, reglează punctul de lucru al generatorului de semnale sinusoidale; cele două rezistențe de 180 k, R5 și R6, reglează partea de tensiune continuă și amplitudinea semnalului sinusoidal la ieșire. Condensatorul electrolitic de 1 µF, C2, este utilizat ca filtru. Ieșirea pentru semnalele dreptunghiulare a lui XR 2206 comandă un tranzistor pnp T1, astfel încât un LED indică optic frecvența de modulație.

La circuitul integrat TCA 730 corecția fiziologică de frecvență (pinii 1 ... 7) rămâne deconectată. Tensiunea de modulație ajunge prin P2 (50 k log) și prin rezistența R10 (22 k) la pinul 13 al circuitului TCA 730. Această intrare servește la reglarea intensității sonore. Cu potențiometrul P3 se poate regla gradul de modulare a balansului (efectul Lesley). Divizoarele de tensiune de la intrări (R7, R8 și R9, R11) fixează balansul la mijloc, în starea de repaus, iar amplificarea la 1.

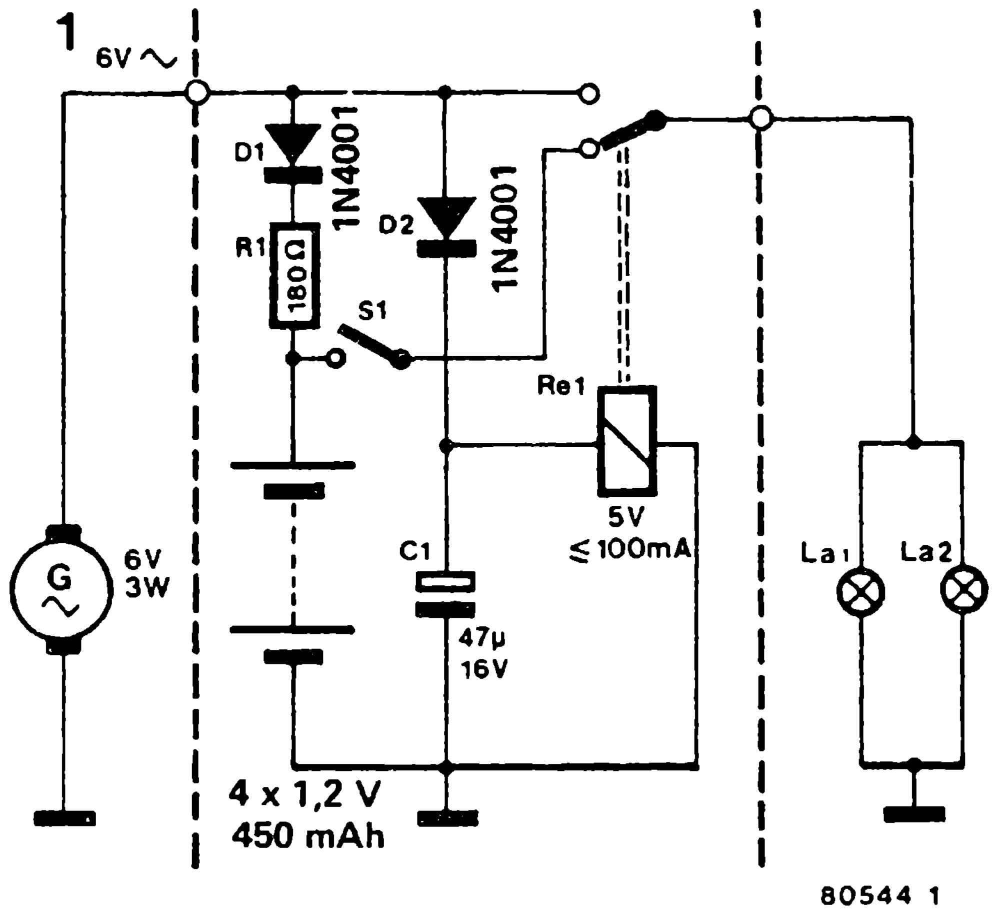
În ceea ce privește circuitul de alimentare, acesta este simplu. Stabilizatorul de tensiune integrat 7815 (IC3) rezolvă toate problemele. În orice caz, o tensiune de alimentare nestabilizată nu este recomandabilă, deoarece oscilațiile de curent rezultate prin modulare acționează negativ asupra funcționării. Transformatorul de rețea (miez M42) trebuie să furnizeze 15 ... 18 Vef la 120 mA. Stabilizatorul de tensiune trebuie prevăzut cu un radiator de circa 10 cm^2.

(T. Stöhr)

199 *Iluminat automat pentru bicicletă*

Montajul simplu din fig. 1 are rolul de a îmbunătăți simțitor siguranța circulației de noapte pentru bicicliști. Dacă noaptea trebuie să oprim la un semafor, atunci lumina funcționează în continuare, alimentată fiind de un acumulator.

În timpul mersului cu iluminatul „conectat” (dinamul bicicletei este cuplat), acumulatorul, format din patru acumulatoare NiCd (cu electrozi sinterizați) montate în serie, este încărcat prin R1 și D1; releul este anclanșat, contactul său conectează lămpile bicicletei la acumulator. La parcarea bicicletei nu trebuie să uităm să deconectăm luminile!



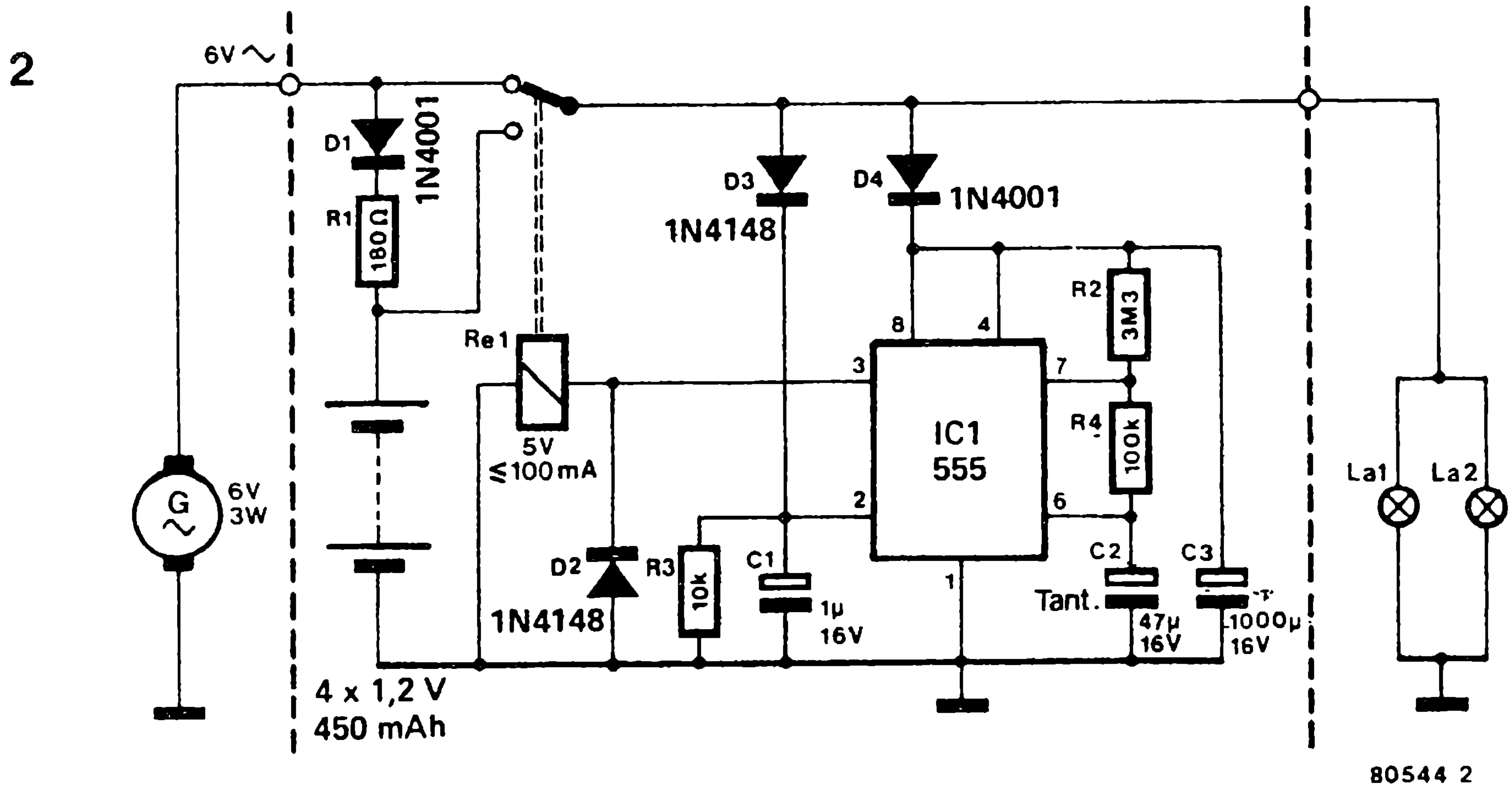
Montaj pentru uituci

Această sarcină este preluată de montajul următor. În acest caz, lumina se stinge de la sine după circa 3 minute. Montajul este desigur ceva mai complex decât varianta standard.

Acumulatorul este încărcat în același mod în timpul mersului cu lumina „conectată”. La oprirea la un semafor, tensiunea furnizată de dinam este nulă. Intrarea trigger a lui IC1 (pin 2) primește un impuls negativ, releul atrage. Acum iluminatul este asigurat cu tensiune de la acumulator prin contactul releului până când tensiunea la pinul 6 atinge valoarea tensiunii interne de referință a circuitului integrat. Atunci releul declanșează și separă de acumulator iluminatul și întregul montaj. Acest timp este reglat prin R2 și C2 la circa 3 minute; el este mai lung decât timpul de schimbare a culorii semaforului. Cu toate acestea, nu trebuie să ne temem de o descărcare a acumulatorului; lumina se deconectează de la sine.

Fig. 1. Montajul în varianta standard. În timpul opririi, iluminatul este alimentat de un acumulator.

Fig. 2. Montajul în varianta pentru uituci. Iluminatul se deconectează automat după circa 3 min.

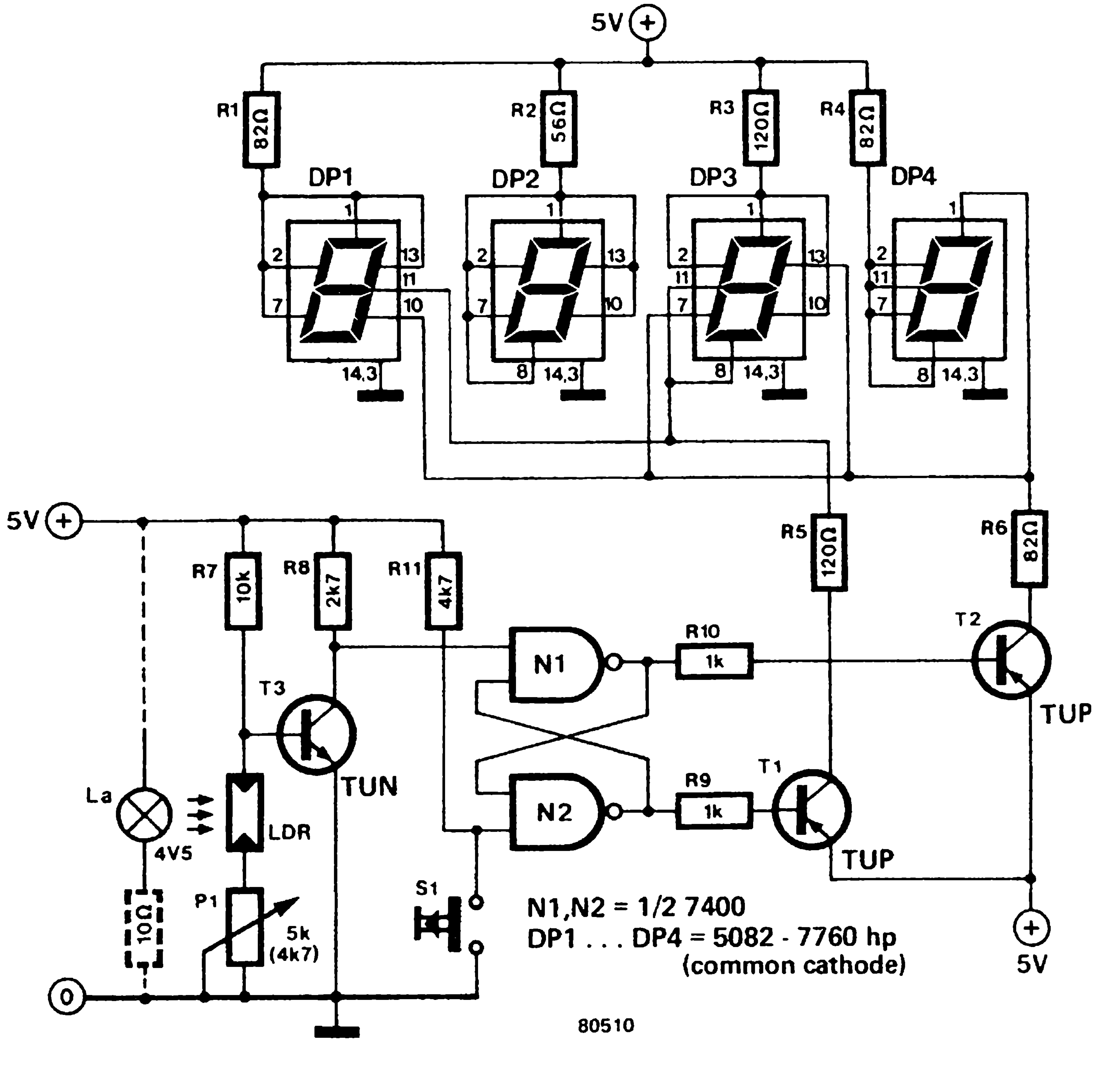


200 Semnalizator pentru cutia poștală

Este ceva în cutia poștală sau nu? Aceasta este o întrebare zilnică pentru mulți oameni. De regulă răspunsul la întrebare se lasă așteptat până la verificarea ei. Decepția este cu atât mai mare când găsim cutia goală și ea este amplasată la o distanță destul de mare.

Montajul prezentat aici arată pe 4 afișaje cu 7 segmente dacă merită să facem drumul până la cutia poștală. În starea de repaus, tranzistorul T2 conduce; pe afișaj apare cuvântul „GOL" (LEER). Pentru ca montajul să funcționeze ireproșabil, trebuie ca bariera de lumină să fie montată nemijlocit pe fanta de introducere a corespondenței în cutie. Raza de lumină către LDR este întreruptă prin introducerea corespondenței. În acest caz, tranzistorul T3 trece pentru puțin timp în stare de conducție și comută multivibratorul bistabil poartă NAND N1/N2. Ca urmare, tranzistorul T2 se blochează, în timp ce T1 conduce. Afișajul anunță prin cuvântul „POST" că ceva așteaptă în cutia poștală. Acest anunț rămâne afișat până când este acționat butonul S1. Atunci montajul revine în starea inițială și afișează cuvântul „GOL". Dacă butonul S1 este montat în așa fel încât să comute automat imediat ce cutia poștală este deschisă, confortul oferit de montaj este maxim.

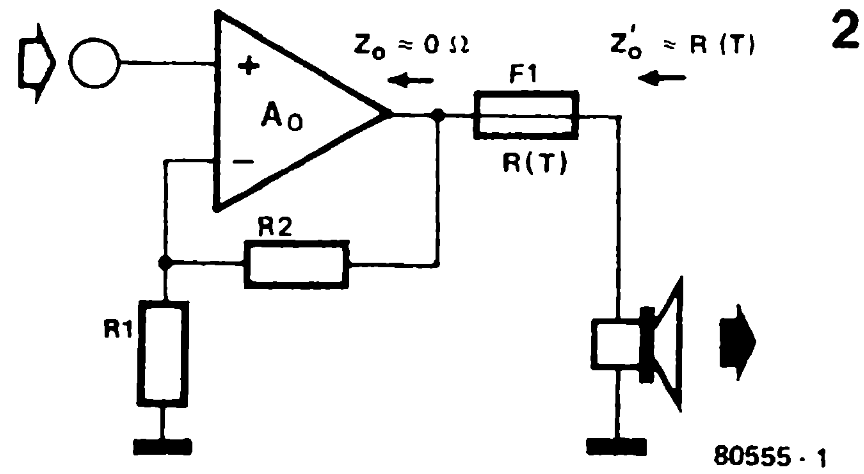
(W. Korell)



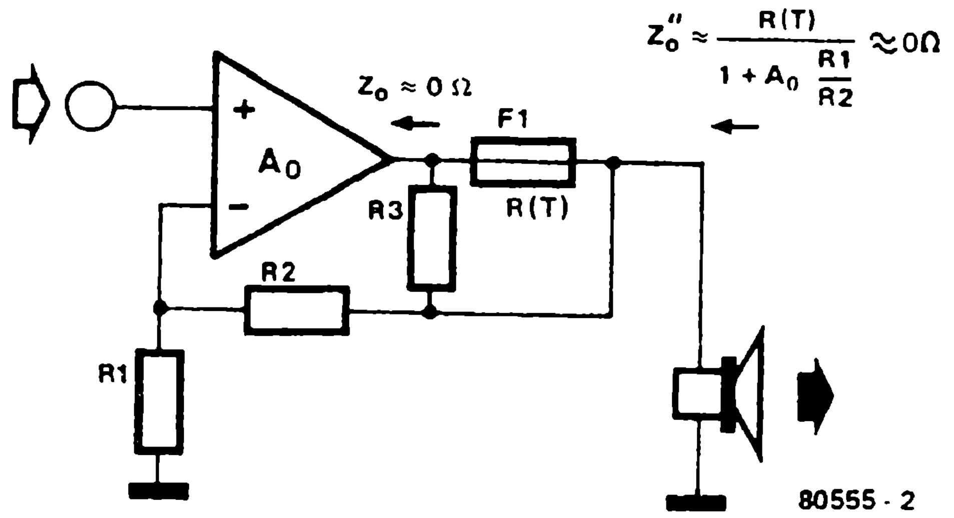
201 Siguranță pentru difuzor

Montajul „Siguranță multifuncțională pentru difuzor" (Elektor, caiet 117) arată cum, cu ajutorul electronicii, pot fi protejate sistemele de difuzoare multicanal de toate înclinațiile distructive latente ale utilizatorilor lor. Problema poate fi însă rezolvată într-un mod mai simplu atunci când „turnăm un pic de apă în vin" și conectăm o siguranță „de modă veche" în serie cu difuzorul. Valoarea nominală a siguranței reprezintă un compromis între curentul mare absorbit de sunetele grave, curentul ceva mai redus al sunetelor medii și curentul redus al sunetelor înalte. Dacă se conectează siguranța fără alte măsuri în serie cu difuzorul (fig. 1), atunci pot rezulta câteva probleme. Sârma siguranței are o rezistență relativ mare care nu este tocmai favorabilă atenuării electrice a difuzorului și acționează defavorabil asupra redării bașilor. La aceasta

1



2



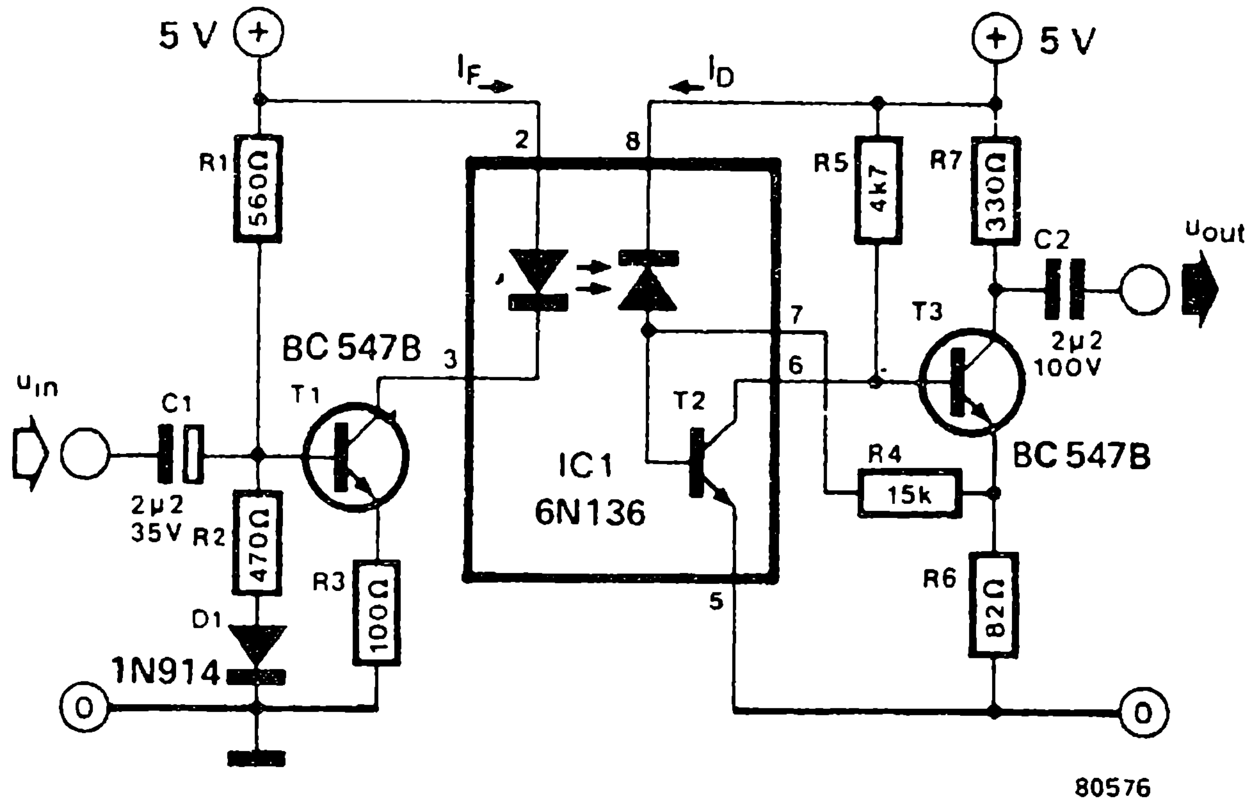
se adaugă faptul că siguranța se încălzește la o încărcare mare – fiind cunoscut comportamentul ei neliniar la variații de temperatură: calitatea redării bașilor prezintă acum un coeficient negativ de temperatură. Este posibilă o îmbunătățire, atunci când siguranța este introdusă în reacția negativă a amplificatorului (fig. 2); în acest caz, tensiunea de reacție negativă este culeasă în spatele siguranței. Pentru a evita o influență negativă asupra reglării tensiunii continue a amplificatorului, siguranța trebuie șuntată prin rezistența R3, care este necesar să fie mai mică decât R2 și mai mare ca impedanța de sarcină de 4 sau 8 Ω. Pentru R3 s-a demonstrat ca potrivită o valoare de 220 Ω (1 W).

202 Cuplaj pentru semnale video

În diferite aplicații este necesară separarea potențialelor a două circuite. Este permisă trecerea de la un circuit la altul doar pentru semnalul alternativ, în timp ce pentru tensiunile continue ambele circuite sunt separate. O rezolvare cunoscută a problemei este utilizarea unui transformator de separare. O altă cale de rezolvare o oferă utilizarea cuplajelor optice; ele elimină transformatorul de separare.

Montajul prezentat constituie un cuplaj optic. Curentul de colector, în starea de repaus al tranzistorului T1, este reglat cu R1, R2 și R3 la 20 mA. Rezistența R3 este aleasă astfel încât curentul I_F prin LED să varieze între 15 și 25 mA la o tensiune de intrare (vârf la vârf) de 1 V. Liniaritatea în sarcină a raportului semnal/zgomot poate fi mărită prin reducerea lui I_F. O rezistență suplimentară între colectorul lui T1 și masă trebuie să restabilească curentul de repaus la valoarea necesară de 20 mA.

Tranzistoarele T2 și T3 constituie un amplificator cu reacție negativă realizată prin rezistențele R4 și R6. Rezistența R6 este aleasă astfel încât curentul I_C utilizează domeniul de amplificare maxim al lui T3; R7 limitează semnalul de comandă, fără a-l distorsiona. Reglarea



tensiunii continue pentru T3 se realizează prin R5. Rezistența R4 reglează amplificarea (ΔUieș/ΔUintr.). Funcția de transfer a amplificatorului este:

$$\frac{Uies}{Uin} = \left(\frac{\delta ID}{\delta IF}\right)\left(\frac{1}{R3}\right)\left(\frac{R4 \times R7}{R6}\right)$$

Dacă montajul amplificatorului constituit din T2 și T3 tinde să oscileze, atunci între baza și colectorul lui T3 este necesar un condensator. Valorile practice sunt 27 p ... 100 p. Datorită acestui condensator, limita superioară de frecvență este coborâtă.

Caracteristici tehnice

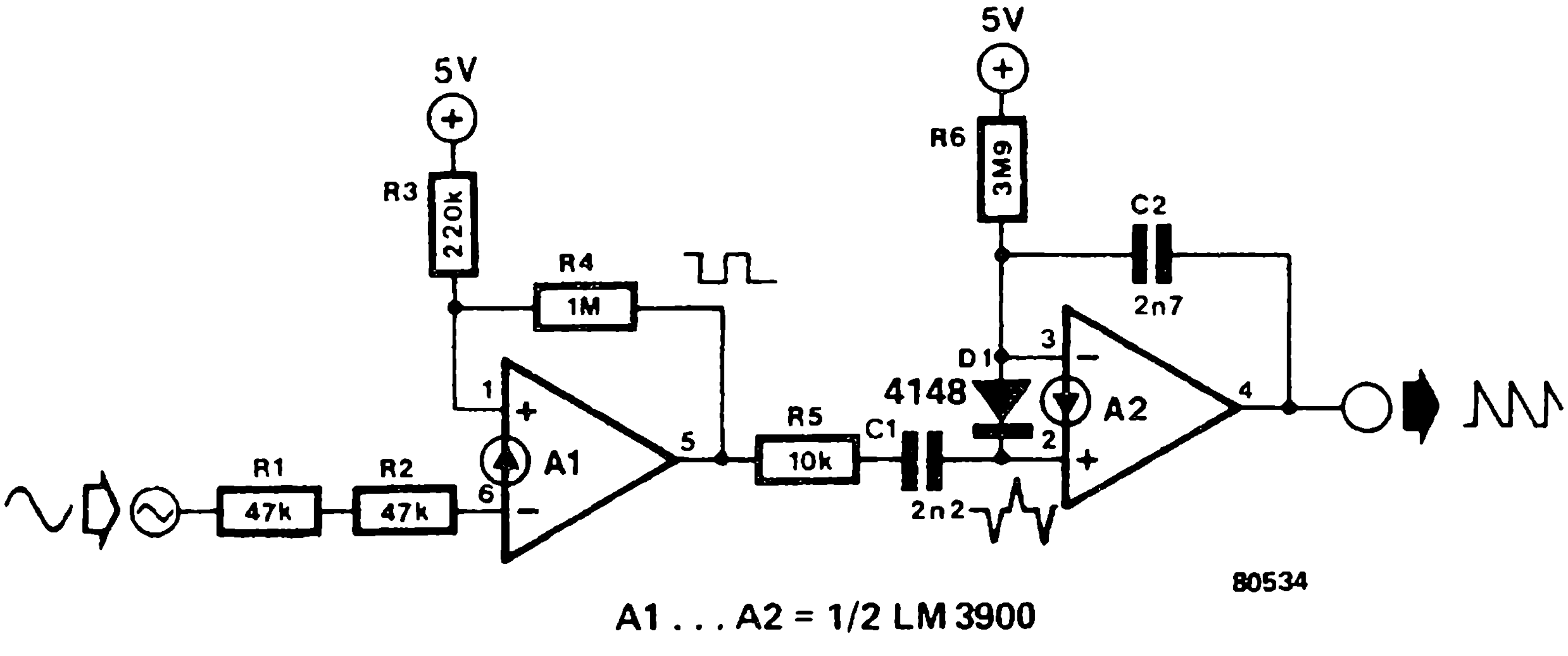
Liniaritate 2% la 1 V_{vv}
Banda de trecere: 10 MHz
Deriva amplificării:–0,6%/°C
Amplificarea: 22 dB la 1 MHz
Tensiunea de străpungere: 3000 V

(Hewlett-Packard - Applikation)

203 *Semnal în dinte de ferăstrău sincron cu rețeaua*

Acest montaj a fost utilizat inițial pentru comanda unui triac, dar sunt imaginabile și alte aplicații. Ca etaj de intrare se utilizează un trigger Schmitt (A1) care transformă tensiunea alternativă sinusoidală a rețelei într-o tensiune dreptunghiulară cu aceeași frecvență. În continuare, cu ajutorul circuitului diferențial constituit din rezistența R5 și condensatorul C1, se realizează la fiecare front al semnalului dreptunghiular un impuls pozitiv, respectiv unul negativ.

A2 este un integrator obișnuit a cărui tensiune de ieșire scade liniar deoarece la intrarea inversoare ajunge un curent constant. Particularitatea acestui montaj este că integratorul reacționează atât la impulsurile de intrare negative, cât și la cele pozitive, datorită particu-



A1 . . . A2 = 1/2 LM 3900

larității constructive a circuitului LM 3900.

Dacă apare un impuls pozitiv, atunci amplificatorul operațional reacționează „normal"; adică atunci când intrarea neinversoare se găsește la un potențial pozitiv, tensiunea de ieșire crește. Acest salt de tensiune ajunge prin condensatorul C2 la intrarea neinversoare, iar amplificatorul operațional se găsește din nou în echilibru.

Pentru a ne da seama ce se petrece la un impuls negativ la intrare, trebuie să avem în vedere că circuitul de intrare al amplificatorului operațional constă de fapt dintr-un tranzistor al cărui emitor este pus la masă.

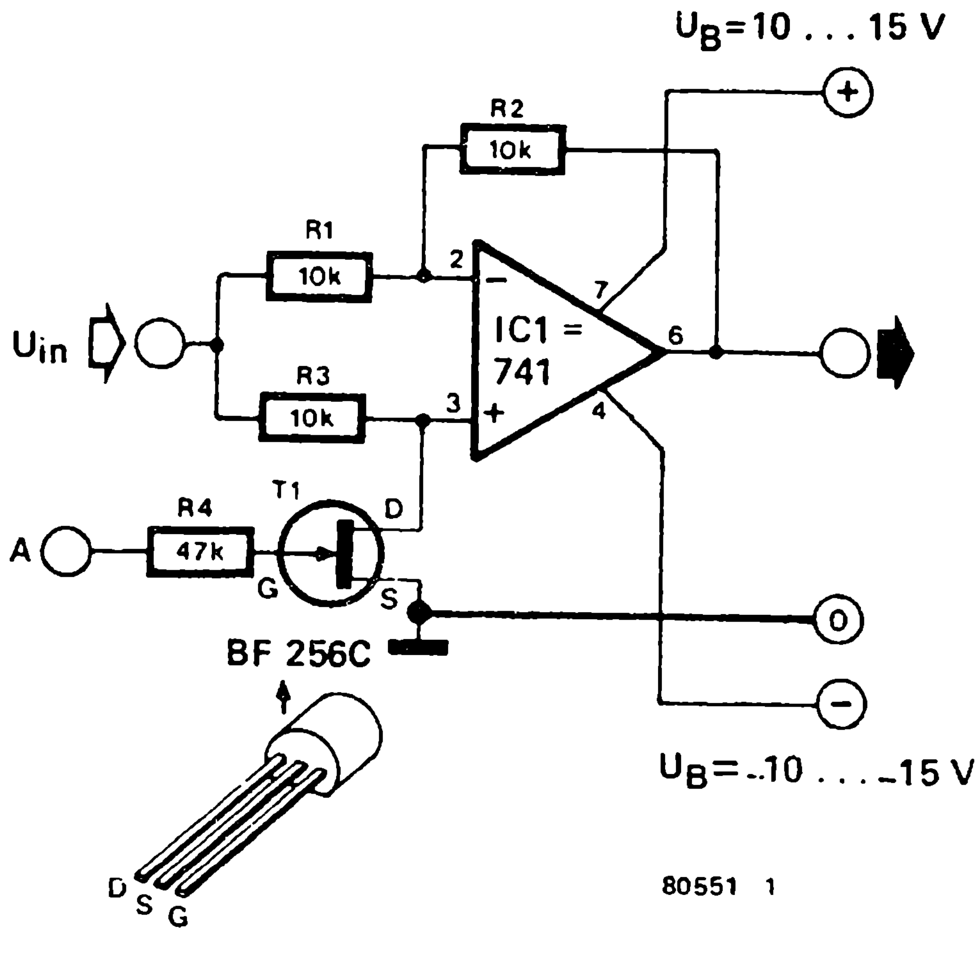
Din acest motiv intrarea neinversoare nu reacționează la un impuls negativ. Impulsul ajunge prin D1 și la intrarea inversoare, astfel încât ambele intrări sunt blocate. Circuitul integrat este însă astfel conceput, încât tensiunea de ieșire urcă acum la valoarea tensiunii de alimentare.

Încă o mică observație despre R1 și R2: pentru a nu se depăși tensiunea maximă ce poate fi aplicată în montaj, sunt prevăzute două rezistențe. Dacă aparatul nu se conectează direct la rețea, atunci se poate utiliza și o singură rezistență de 100 k.

Tensiunea de alimentare nu este critică, putând fi cuprinsă între 4 si 36 V.

204 *Buffer sau inversor*

Acest montaj este capabil să furnizeze, la alegere, un semnal de ieșire inversat sau neinversat. Comutarea între cele două moduri de lucru se realizează printr-o tensiune la intrarea de comandă A.



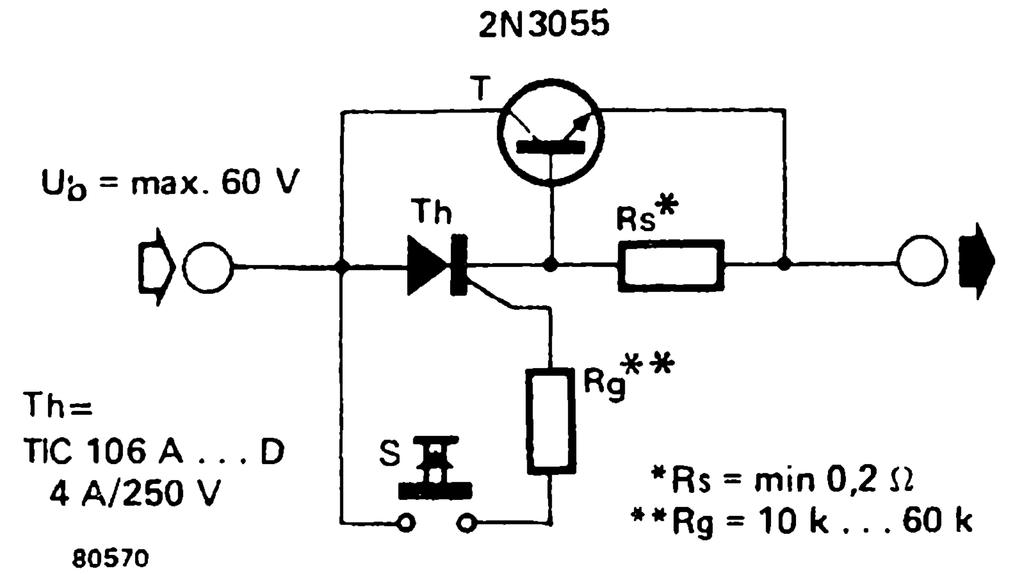
Modul de funcționare al montajului se clarifică repede. Dacă la intrarea de comandă tensiunea este 0 V, atunci FET-ul conduce și scurtcircuitează la masă intrarea neinversoare a amplificatorului operațional (pin 3). Prin aceasta, amplificatorul operațional este conectat ca amplificator inversor și intrarea sa inversoare formează un punct virtual de masă. (Amplificatorul operațional are tendința, ca urmare a reacției negative prin R2, să aducă pinul 2 la același potențial cu pinul 3, adică la potențialul masei.) Cu dimensionarea dată pentru R1 și R2, factorul de amplificare este –1.

Dacă se aplică la intrarea de comandă (A) o tensiune $-U_B$, atunci FET-ul se blochează. Prin aceasta el constituie doar o sarcină neglijabilă pentru circuitul de intrare. Acum amplificatorul operațional inversează semnalul de intrare; factorul său de amplificare este deci 1.

Tensiunea de intrare ar trebui să fie cu 2 V mai mică decât cele două tensiuni de alimentare (adică $U_{intr.\ max.}$ = 16 ... 26 V_{VV}). Deoarece impedanța de intrare a montajului depinde de faptul că FET-ul conduce sau nu, sursa de semnal care comandă amplificatorul ar trebui să aibă o rezistență internă cât mai mică. Dacă, de exemplu, factorul de amplificare la comutarea de la funcționarea ca inversor la funcționarea ca neinversor sau invers nu trebuie să varieze cu mai mult de 5%, atunci impedanța sursei poate fi de cel mult 500 Ω. Montajul poate fi utilizat pentru inversarea automată a polarității la aparatele de măsură, modulatoare în inel etc.

205 Siguranță

Această siguranță electronică de curent continuu nu are nevoie să fie înlocuită; ea poate fi „reparată" simplu, prin apăsarea unui buton. Tiristorul Th se aprinde la apăsarea butonului, astfel încât curentul prin el și rezistența Rs poate circula la consumator. După eliberarea butonului, tiristorul rămâne în starea de conducție, în măsura în care curentul ce trece prin el nu coboară sub o anumită valoare, așa numitul curent de menținere. Pentru anularea curentului de menținere sunt utilizate tranzistorul T și rezistența Rs. Dacă tensiunea pe Rs depășește tensiunea de conducție a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T, atunci tranzistorul începe să conducă. Rezistența Rs a cărei valoare trebuie să măsoare cel puțin 0,2 Ω, trebuie de aceea să fie astfel dimensionată încât produsul dintre curentul de deconectare dorit al siguranței și valoarea lui Rs, să fie egal cu 0,7 V. Imediat ce T a trecut în starea de conducție determinând curentul prin tiristor să coboare sub valoarea de menținere, tiristorul se blochează. Căderea de tensiune pe Rs scade prin aceasta sub tensiunea de prag bază-emitor a lui T, astfel încât tranzistorul se blochează și el și întrerupe curentul spre consumator.



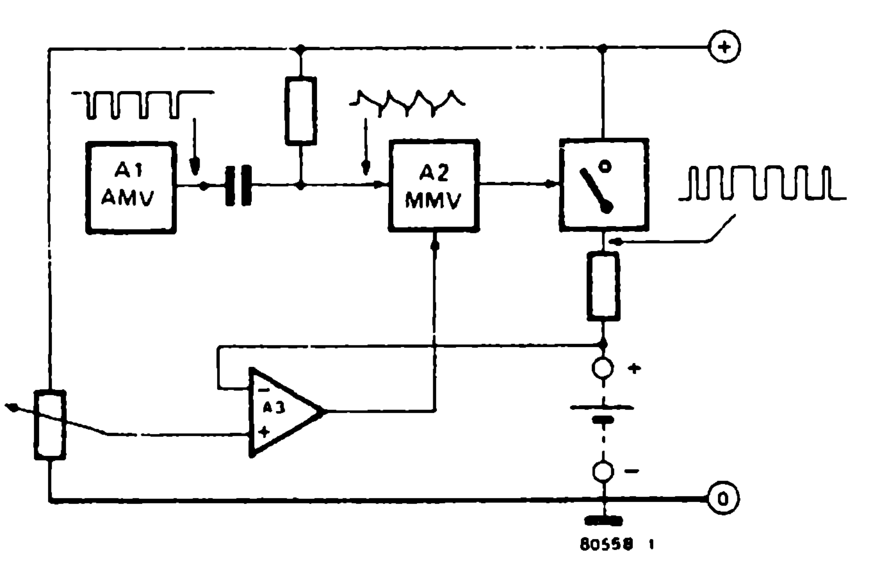
Funcționarea siguranței trebuie realizată după conectarea sursei, prin apăsarea scurtă a butonului. Rezistența Rg se dimensionează în funcție de mărimea tensiunii de alimentare Ub: valoarea sa este egală cu Ub·1 kΩ. Siguranța poate fi ușor introdusă în circuitul de alimentare cu tensiune pozitivă al unui aparat. Pierderea de tensiune datorată introducerii ei este mai mică de 1 V.

206 Aparat pentru încărcat acumulatoare

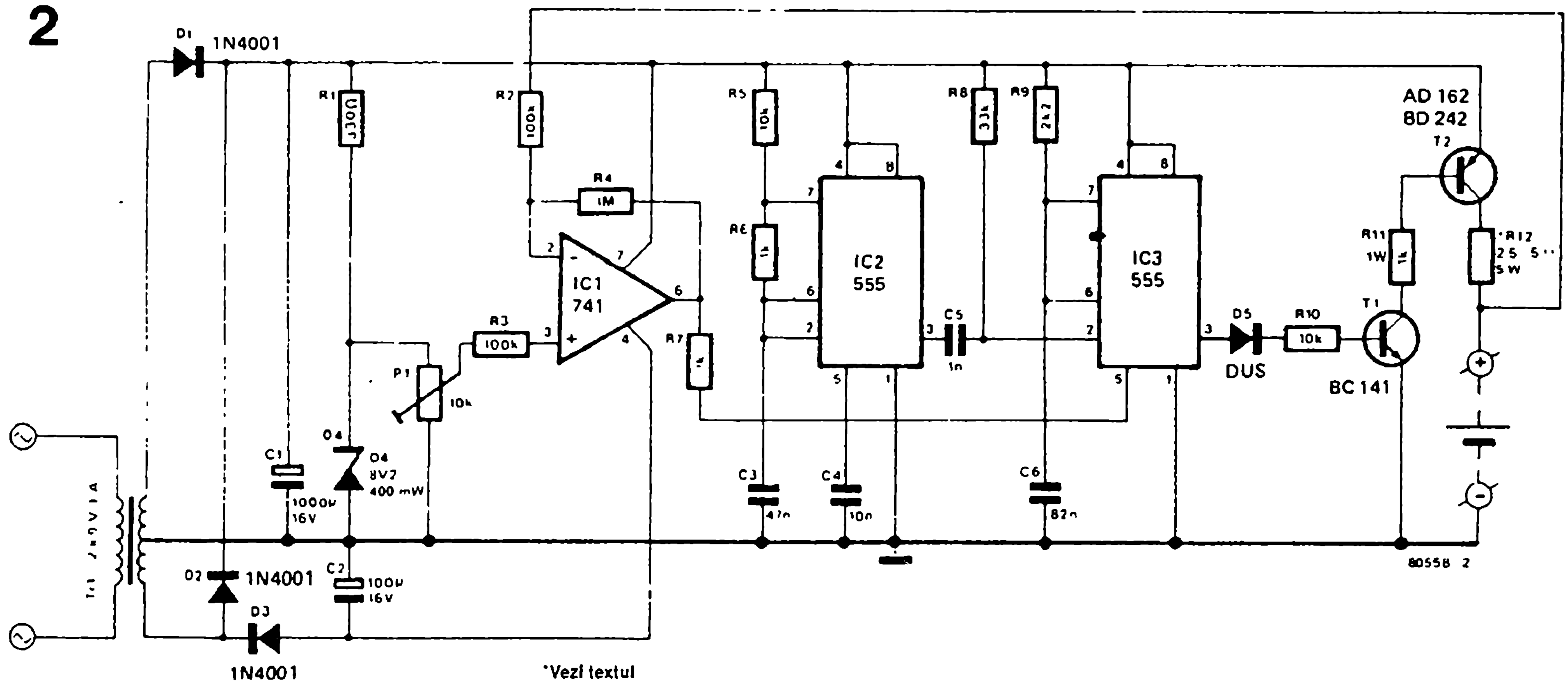
Montajul a fost conceput ca aparat de încărcare pentru acumulator cu plumb de 6 V / 3,5 Ah, utilizat pentru blițuri. Acumulatoarele cu plumb pot fi încărcate în diferite moduri. Particularitatea acestui aparat constă în faptul că adaptează continuu curentul de încărcare la starea de încărcare a acumulatorului.

Fig. 1 prezintă schema bloc a aparatului PWM (cu modularea lățimii impulsului). A1 este un multivibrator astabil care furnizează un semnal dreptunghiular cu o frecvență de circa 2 kHz. Urmează un multivibrator monostabil A2 care este triggerat prin frontul negativ al acestui semnal dreptunghiular. Lățimea impulsului semnalului la ieșirea lui A2 depinde de tensiunea pe care o furnizează amplificatorul diferențial A3. Acest amplificator diferențial supraveghează tensiunea acumulatorului; tensiunea sa de ieșire depinde de diferența dintre tensiunea acumulatorului și diferența față de tensiune reglată. Atunci când ambele tensiuni sunt egale, raportul impuls/pauză al semnalului de ieșire al lui A2 este de 10%. Aceasta este suficient pentru a compensa autodescărcarea acumulatorului fără a-l supraîncărca totuși. Dacă dimpotrivă, acumulatorul este descărcat, atunci raportul impuls/pauză este de 90%. Semnalul

1



2



de ieșire al lui A2 comandă comutatorul electronic ES1 care permite trecerea curentului de încărcare spre acumulator printr-o rezistență de limitare.

Detaliile montajului rezultă din fig. 2. Circuitul integrat IC2, un 555, este oscilatorul dreptunghiular. Împreună cu componentele aferente el produce un semnal cu o frecvență de 2,27 kHz; această frecvență de obicei nu este critică. Cel de al diolea 555 (IC3) lucrează ca multivibrator monostabil. El triggerează semnalul diferențiat cu C5 și R8 pe frontul din spate al semnalului de ieșire al lui IC2. Tensiunea de ieșire a amplificatorului diferențial IC1 este aplicată la pinul 5 al lui IC3; acest pin are rolul de intrare pentru tensiunea de modulație. Tensiunea de referință poate fi reglată cu P1; această tensiune se aplică la intrarea neinversoare a lui IC1. Intrarea inversoare este legată prin R2 la borna plus a acumulatorului. Atât timp cât tensiunea acumulatorului este mai mică decât tensiunea de referință, la ieșirea amplificatorului diferențial există o tensiune mare. Ea scade odată cu scăderea diferenței dintre tensiunea de referință și tensiunea acumulatorului, astfel încât raportul impuls/pauză al semnalului dreptunghiular de la ieșirea lui IC3 scade de la 90% la 10%. Semnalul, cu lățimea impulsului modulată, ajunge prin tranzistorul T1 la baza tranzistorului T2 al comutatorului electronic pentru curentul de încărcare.

Pentru a regla corect aparatul, se alege un acumulator descărcat (circa 2 V pe celulă) și un acumulator încărcat complet (circa 2,4 V pe celulă). Mai întâi se leagă acumulatorul descărcat la clemele aparatului. Cu P1 se reglează cea mai mare tensiune de referință posibilă. Pentru R12 se introduce acum o rezistență a cărei valoare permite trecerea curentului de încărcare prescris. În general, curentul de încărcare măsoară o zecime din capacitatea acumulatorului împărțită la 1 oră (de exemplu 350 mA la un acumulator de 3,5 Ah). Valoarea lui R12 este între 2,5 Ω și 5 Ω. Cel mai bine este să se utilizeze o combinație de patru rezistențe; prin conectarea potrivită serie și paralel a valorilor individuale se obține valoarea dorită pentru rezistență. În final se conectează acumulatorul încărcat complet și se reglează cu P1 curentul de încărcare la o zecime din curentul de încărcare precedent, cel al acumulatorului descărcat. Dacă nu avem la dispoziție nici un ampermetru cu domeniul de măsură potrivit, atunci putem măsura căderea de tensiune pe R12 și putem calcula curentul cu legea lui Ohm. Atunci când pentru IC1 se utilizează un circuit integrat 3140, putem utiliza un transformator cu o înfășurare de 9 V. Pinul 4 al circuitului integrat 3140 se leagă la masă. Se renunță la D2, D3 și C2, iar în locul lui D1 se utilizează o punte redresoare corespunzătoare.

(M. S. Dhingra)

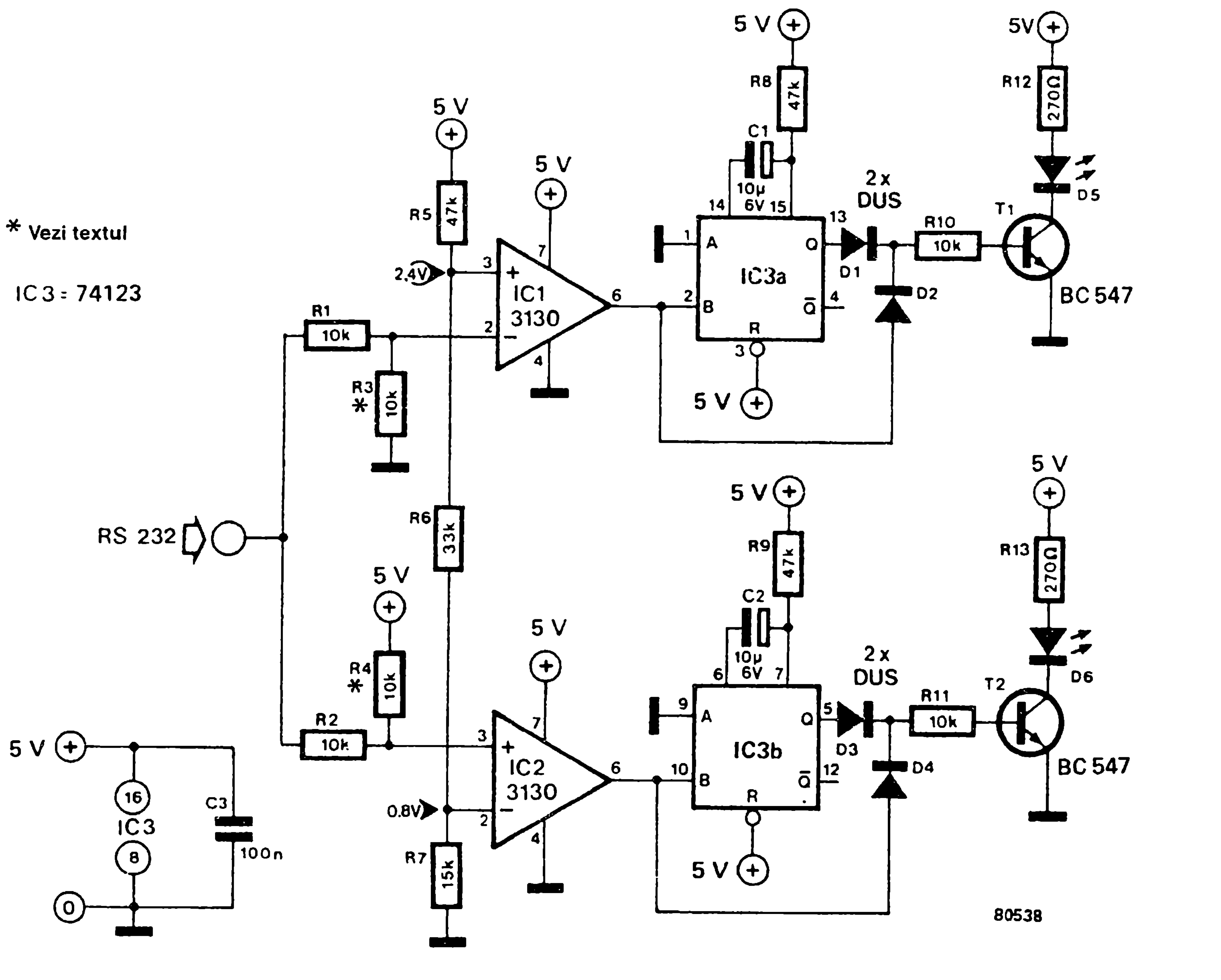
207 Indicator de nivel pentru interfaţa RS232

Adeseori utilizatorul unităţilor periferice, cum ar fi CRT, TTY sau imprimantă, are neplăcerea de a constata că aparatul nu lucrează. În acest caz montajul prezentat aici se dovedeşte foarte util; cu el se poate verifica dacă semnalele pentru interfaţă au nivelul corect.

Divizorul de tensiune R5, R6, R7 alimentează intrarea neinversoare a lui IC1 cu 2,4 V, iar intrarea inversoare cu 0,8 V, şi fixează cu aceasta punctele de comutare ale indicatorului.

Pentru verificarea unei interfeţe RS232, R1 şi R2 formează împreună cu R3 şi R4 două divizoare de tensiune prin care tensiunea de intrare ajunge la intrarea inversoare a lui IC1 şi la intrarea neinversoare a lui IC2. Pentru testarea semnalelor TTL, rezistenţele R3 şi R4 nu mai sunt necesare. Ieşirile amplificatorului operaţional iau, corespunzător nivelului semnalului de intrare, stările „1" sau „0". Astfel, chiar şi impulsurile foarte scurte devin vizibile; fiecare amplificator operaţional comandă câte un multivibrator monostabil al cărui timp de basculare este stabilit prin R8, C1, respectiv R9, C2. Printr-o diodă, fiecare multivibrator monostabil comandă câte un tranzistor în al cărui circuit de colector este conectat câte un LED. Dacă starea semnalului de intrare rămâne neschimbată un timp mai îndelungat, atunci o diodă şuntează multivibratorul monostabil, respectiv amplificatorul operaţional comandă direct tranzistorul de excitaţie (de comandă) aferent. LED-ul de sus luminează atunci când la intrare există un nivel „1", LED-ul de jos indică un nivel „0" de tensiune. Pentru atenuarea tensiunilor perturbatoare din circuitul de alimentare, între pinii de alimentare ai lui IC3 se conectează un condensator de 100 nF.

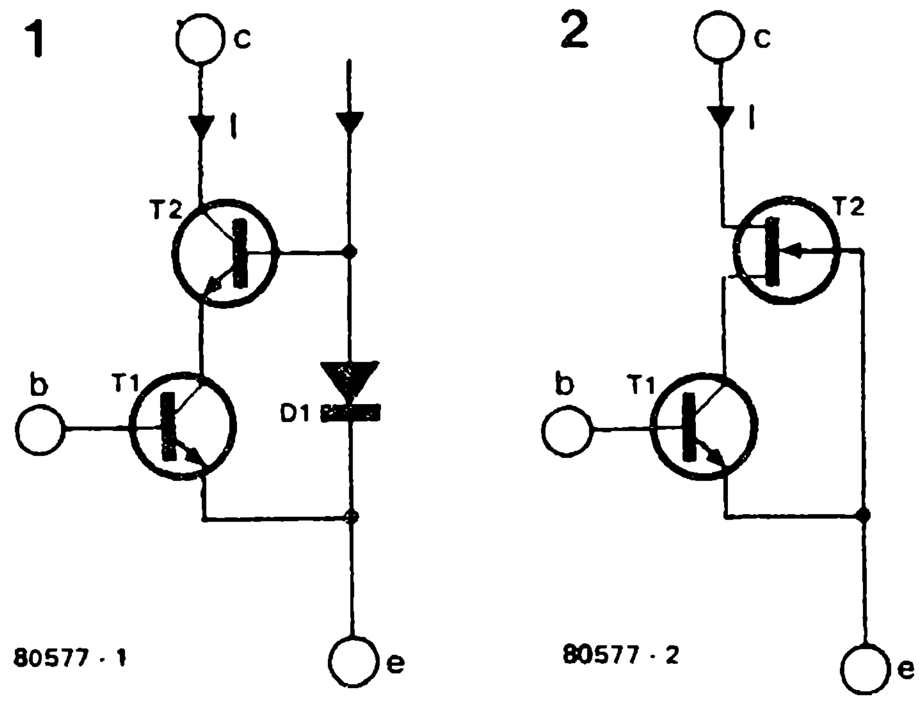
În problemele apărute la echipamentele periferice, acest montaj îşi dovedeşte repede utilitatea.



208 *Montaj cascodă hibrid*

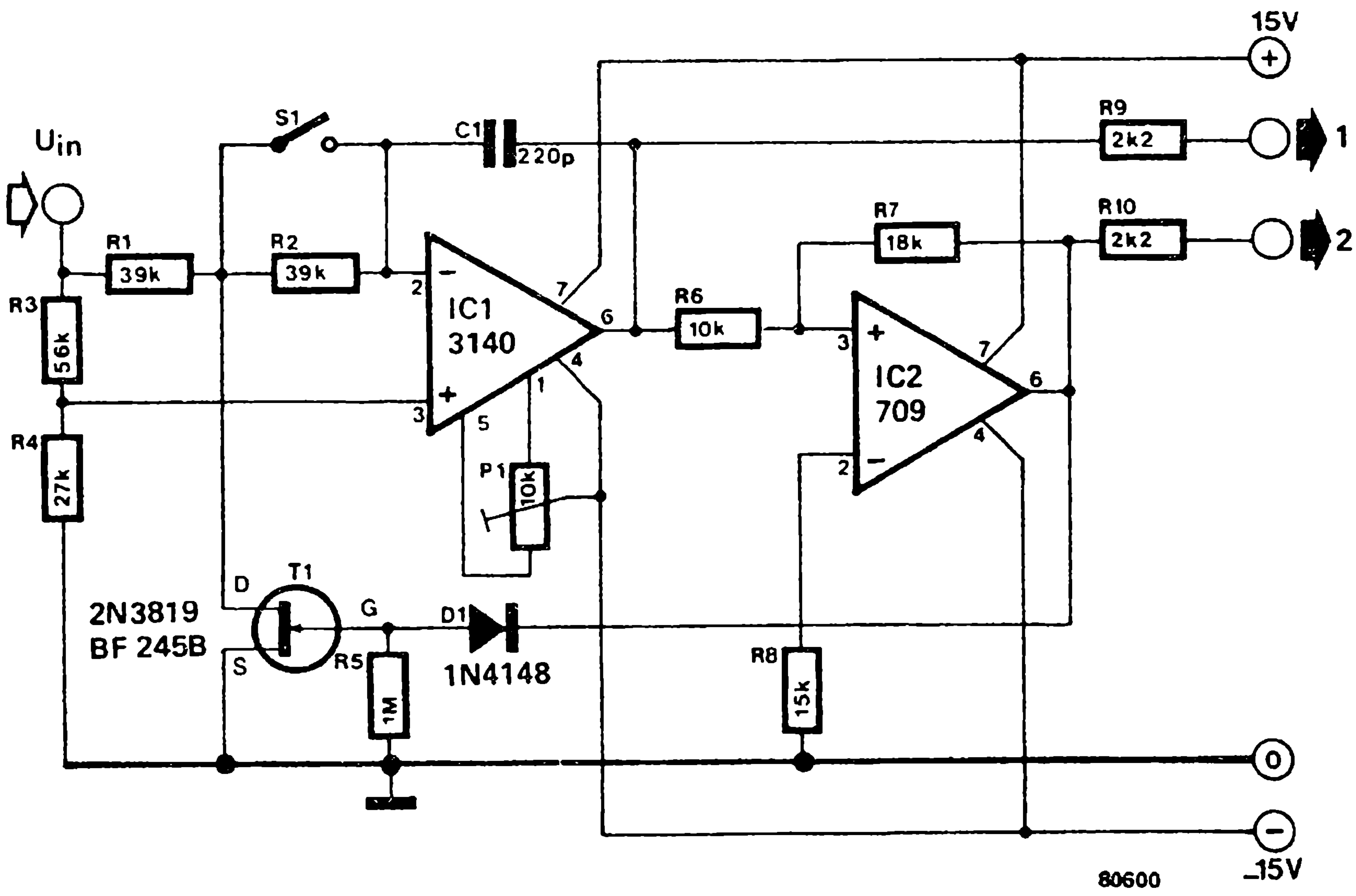
Așa cum se știe, două sau mai multe tranzistoare pot fi conectate în așa fel încât practic să ia naștere un nou tranzistor care să prezinte caracteristici mai bune decât fiecare din cele două tranzistoare considerate individual. Avantajele constau într-o influență mai redusă a colectorului asupra bazei și într-o impedanță de colector mai mare. Astfel, comportarea montajului cascodă se apropie de cea a unei surse de curent. La varianta din fig. 1, construită doar din tranzistoare „normale", baza lui T2 trebuie să stea continuu la o anumită tensiune față de emitorul lui T1; 0,6 V (D1 în fig. 1) reprezintă minimul necesar.

Dacă însă se înlocuiește T2, așa cum se vede în fig. 2, cu un FET cu canal N, atunci reglajul tensiunii continue a montajului cascodă este mai puțin critic. Din punctul de vedere al pantei (aceasta este raportul dintre variația curentului I și variația tensiunii U_{BE}) ambele variante de montaj cascodă sunt la fel de valoroase.



209 *Oscilator stabil comandat în tensiune (VCO)*

Acest montaj nu oferă nimic nou, dar are calități deosebite: după afirmațiile autorului, la o reglare atentă, se obține o precizie mai bună de 0,01% pentru liniaritate și sincronism (la utilizarea mai multor VCO)! De asemenea, acest oscilator comandat în tensiune furnizează, după dorință, semnale dreptunghiulare și în dinte de ferăstrău, ceea ce îl face interesant în egală măsură pentru sintetizatoarele muzicale și pentru măsurători. În cazul acestora din urmă



ne gândim de exemplu la generatoare de funcții precise și convertoare tensiune - frecvență.

Prin utilizarea unor amplificatoare operaționale accesibile ca preț, costul este mai mic decât la generatoarele de funcții integrate, cum ar fi 8038 și 2206, iar precizia o depășește cu mult pe a acestora din urmă.

Oscilatorul constă dintr-un integrat (IC1) și un trigger Schmitt (IC2). Atunci când ieșirea lui IC2 este pozitivă (+15 V), tranzistorul cu efect de câmp T1 conduce; la tensiunea de ieșire negativă a lui IC2 (–15 V), T1 se blochează.

Funcționare: T1 lucrează ca un comutator electronic. Când T1 este blocat, prin R1 și R2 circulă un curent ce încarcă condensatorul C1. Datorită reacției negative realizate cu C1, tensiunea la intrarea inversoare a amplificatorului operațional este egală cu tensiunea la intrarea neinversoare. Ultima este determinată de raportul R3/R4 și este egală cu $1/3U_{intr}$. Datorită curentului de încărcare, tensiunea pe condensator crește; în aceeași măsură scade tensiunea la ieșirea lui IC1. Rezultă frontul căzător al unui semnal triunghiular. Imediat ce tensiunea de ieșire atinge pragul inferior al triggerului Schmitt, acesta comută și T1 trece în starea de conducție. Acum prin R2 și T1 circulă un curent în sens invers, către masă; C1 se descarcă, tensiunea la bornele acestuia scade. Tensiunea de ieșire a lui IC1 crește până când atinge pragul de comutare superior al triggerului Schmitt și procesul se reia o dată cu o nouă perioadă a tensiunii dreptunghiulare.

Ieșirea 1 furnizează semnalul triunghiular de la VCO; la ieșirea 2 ia naștere o tensiune simetrică dreptunghiulară. În cazul în care comutatorul S1 este închis, atunci condensatorul poate să se descarce foarte repede prin T1; la ieșirea 1 ia naștere un semnal în dinte de ferăstrău cu flancuri abrupte și frecvență dublă. Ieșirea 2 furnizează impulsuri foarte ascuțite.

Amplitudinea semnalului la ieșirea 1 măsoară ±8,3 V; la ieșirea 2, ±15 V. Pentru o precizie ridicată ar trebui să se utilizeze rezistențe cu peliculă metalică cu o toleranță de 1% pentru toate rezistențele în afară de R5, R9 și R10; pentru C1 se recomandă condensatoare ceramice, cu stiroflex sau mică.

Frecvența poate fi calculată după cum urmează:

$$f = U_{in} \cdot R6/180 \cdot R7 \cdot R2 \cdot C1 \ [Hz/V]$$

unde R = [kΩ] și C = [μF].

La dimensionarea dată rezultă un factor de conversie de 357 Hz/V. Compensarea tensiunii offset se realizează după cum urmează: intrarea 2 și intrarea 3 a lui IC1 se leagă împreună și se șuntează rezistența R4, apoi se reglează tensiunea de ieșire a lui IC1 (pin 6) la 0 V cu P1.

(A. van Ginneken)

210 *Instalație de alarmă universală*

Un montaj care produce un semnal de avertizare atunci când recunoaște o anumită stare își găsește cu siguranță un larg domeniu de utilizare. Montajul prezentat este foarte adaptabil și poate genera un semnal de alarmă în cazul unui pericol sau al unei anumite situații.

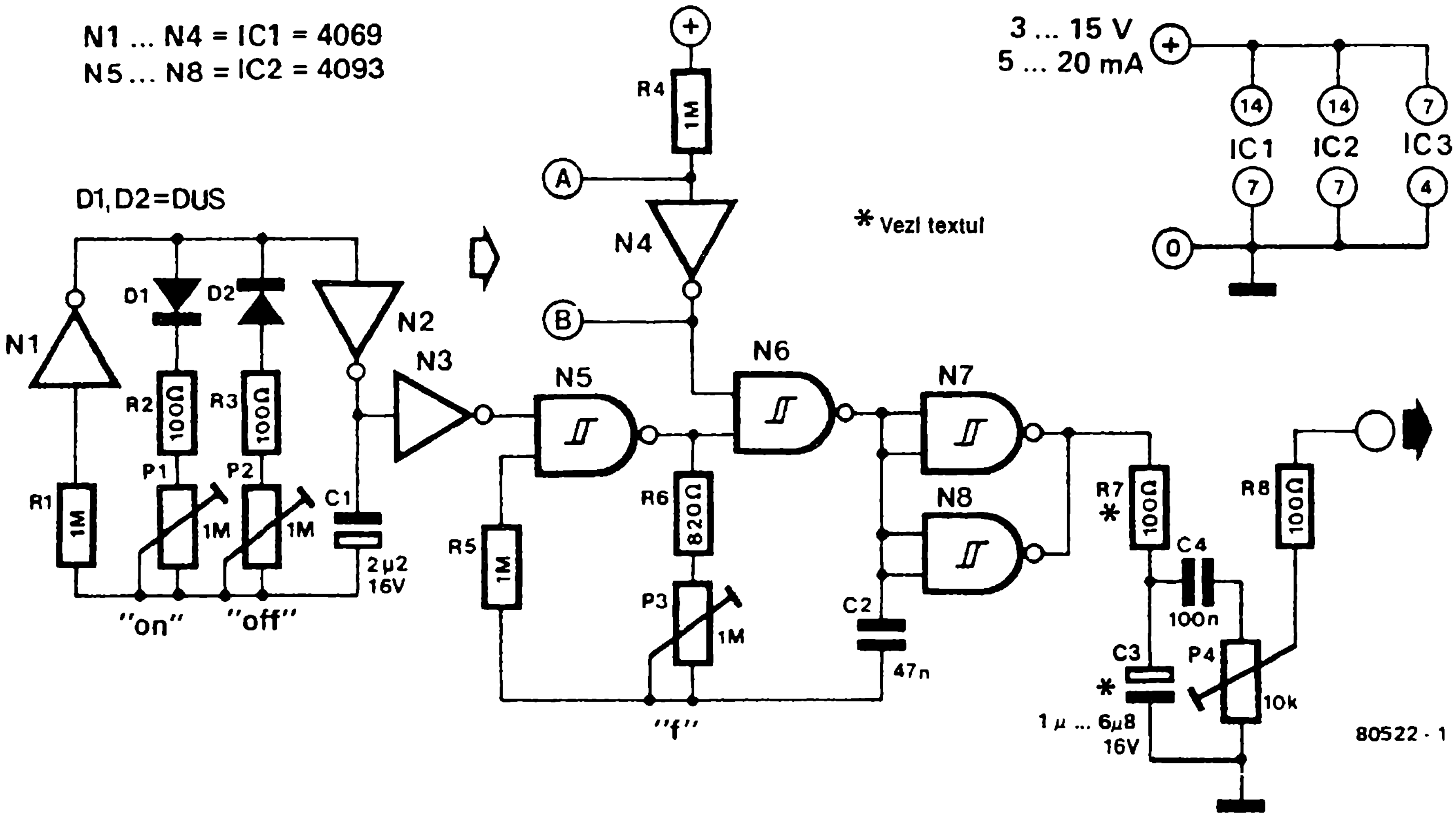
Partea principală a montajului este construită foarte simplu (fig. 1); ea constă din două generatoare de semnale dreptunghiulare CMOS și un tranzistor.

N1 și N2 formează unul din cele două oscilatoare CMOS. Acesta conectează și deconectează periodic, prin tensiunea pe care o generează la ieșire, cel de al doilea oscilator (N5 și N6) a cărui frecvență de oscilație este în domeniul audibil. Raportul impuls-pauză poate fi reglat la primul oscilator cu ajutorul potențiometrelor P1 și P2. Cu P1 se reglează intervalul de timp în care este conectat cel de al doilea oscilator; respectiv, cu ajutorul lui P2 poate fi reglată durata deconectării. Frecvența celui de al doilea oscilator poate fi variată cu P3 în domeniul 40 Hz ... 15 kHz.

Aparatul furnizează la ieșire un semnal acustic periodic, a cărui înălțime poate fi reglată cu P3. Poziția lui P1 stabilește durata sunetului, iar cea a lui P2, durata intervalului dintre două sunete.

Aparatul poate fi conectat la alegere prin două semnale diferite:

1

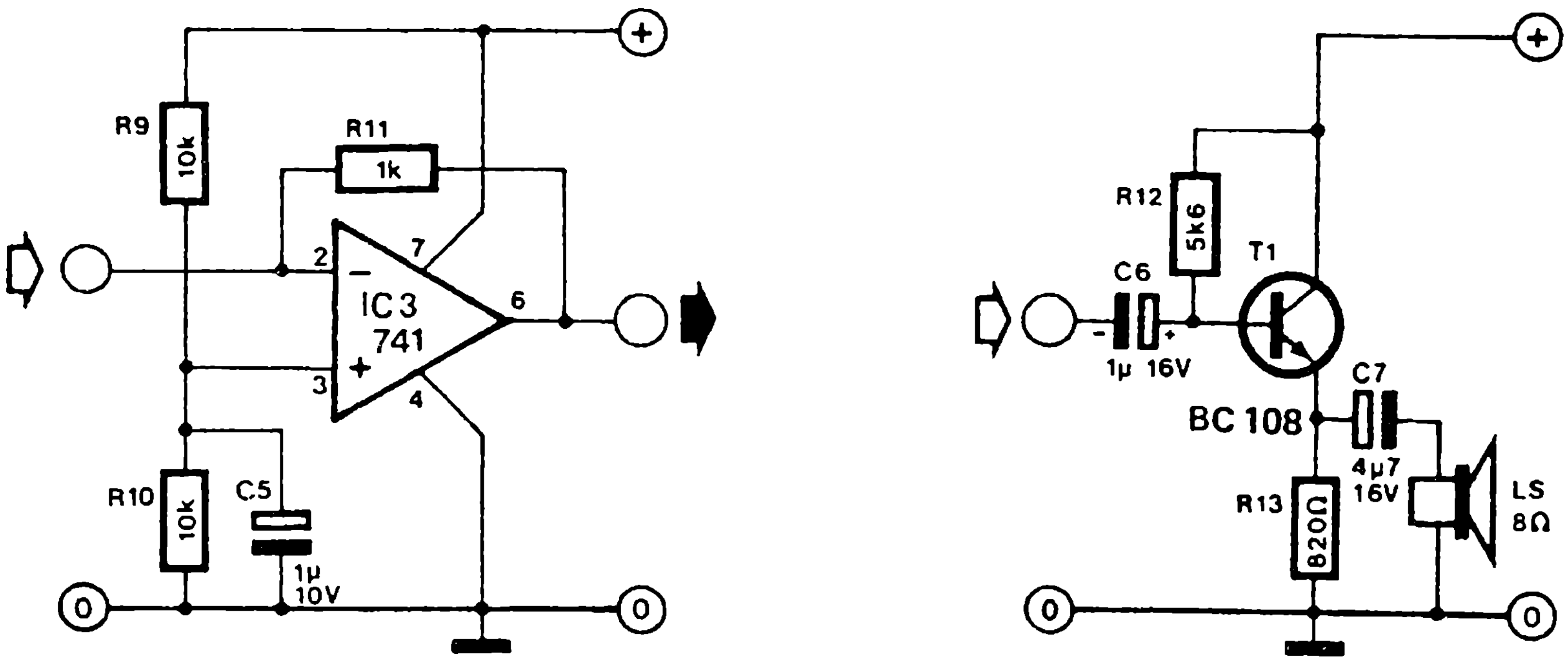


1. „0" la intrarea A
2. „1" la intrarea B

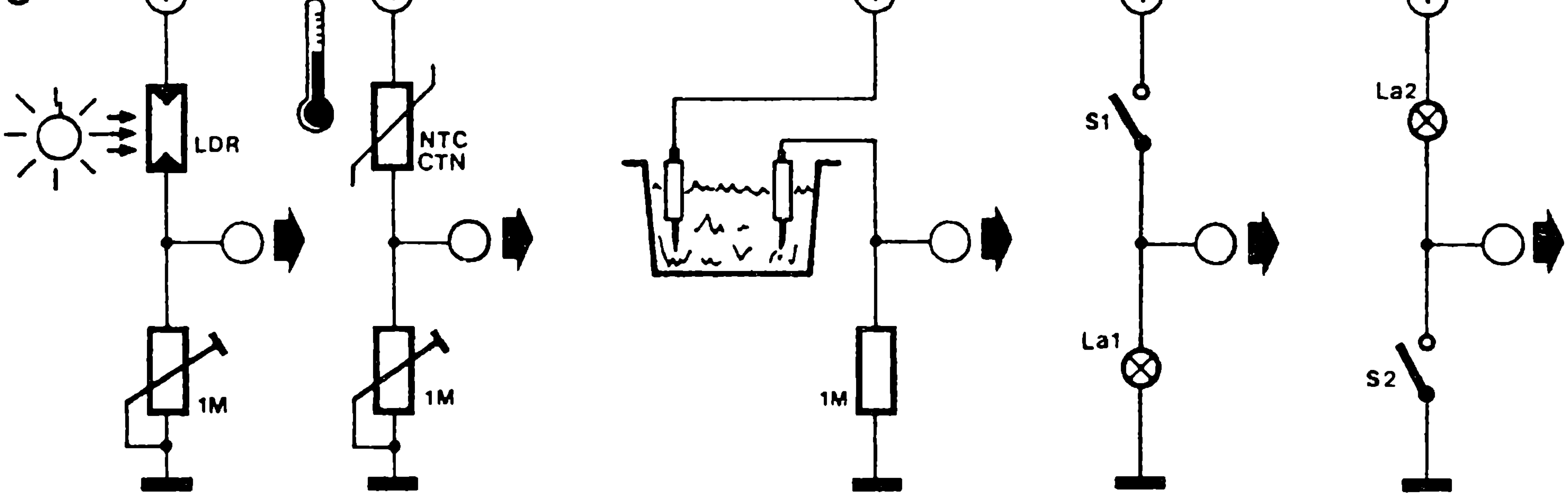
Este posibilă de asemenea declanșarea unui semnal de alarmă prin ambele stări logice.

Ieșirea lui N6 este legată cu două inversoare (N7 și N8), în spatele cărora este introdus un filtru trece-jos format din R7 și C3. Acest filtru are sarcina de a reduce armonicile superioare ale semnalului de ieșire; prin aceasta, sunetul de alarmare devine ceva mai plăcut. Cu potențiometrul P4 se poate regla intensitatea sonoră; semnalul de ieșire preluat direct de pe cursorul său ajunge la T1 prin condensatorul C6.

2



3



Dacă este necesar doar un singur oscilator, atunci semnalul generat de acesta poate fi condus direct la terminalul minus al lui C6 și, prin acesta, la etajul final construit cu T1 (fig. 2). Dacă se dorește producerea mai multor semnale diferite, atunci sunt necesare mai multe etaje oscilatoare. În acest caz se leagă împreună ieșirile individuale și se conectează la intrarea neinversoare a lui IC3 (fig. 2). Acest amplificator operațional (741) constituie un amplificator sumator al cărui semnal de ieșire ajunge la etajul final.

În fig. 3 sunt redate câteva montaje de senzori, simple dar eficiente.

Dacă se conectează ieșirea senzorului de lumină la intrarea B, atunci aparatul dă alarma la întreruperea luminii (interesant pentru cei care iarna nu vor să se scoale înainte de ora 9!). Pentru declanșarea alarmei la temperaturi înalte servește senzorul de temperatură conectat la intrarea B. Senzorul de lichid se leagă de asemenea cu intrarea B; el dă alarma atunci când electrozii sunt cufundați într-un lichid conducător. Dacă se conectează cei trei senzori la intrarea A, atunci semnalul dă alarma la întuneric, la temperaturi joase sau la electrozi uscați.

În ultimele două exemple se arată cum se poate declanșa alarma într-un automobil cu ajutorul unui comutator. În cazul în care comutatorul se găsește, ca în exemplul 1, în ramura pozitivă, atunci la conectarea la intrarea B se obține un semnal. Conform exemplului 2, montajul se leagă la intrarea A. Într-un autoturism, acest aparat poate supraveghea de exemplu nivelul redus de ulei sau golirea rezervorului de benzină sau ne poate face atenți că nu ne-am legat centura de siguranță. Domeniul de utilizare al montajului nu se limitează însă numai la autovehicule, ci depinde doar de fantezia utilizatorului.

(B. Leeming)

211 Unitate universală de difuzor

Este vorba de un montaj compact compus din amplificatorul IC și difuzor. Cu acestea se poate construi un mic etaj final de maximum 1 W, cu o amplificare de 20, 50 sau chiar 200. Deci un amplificator universal.

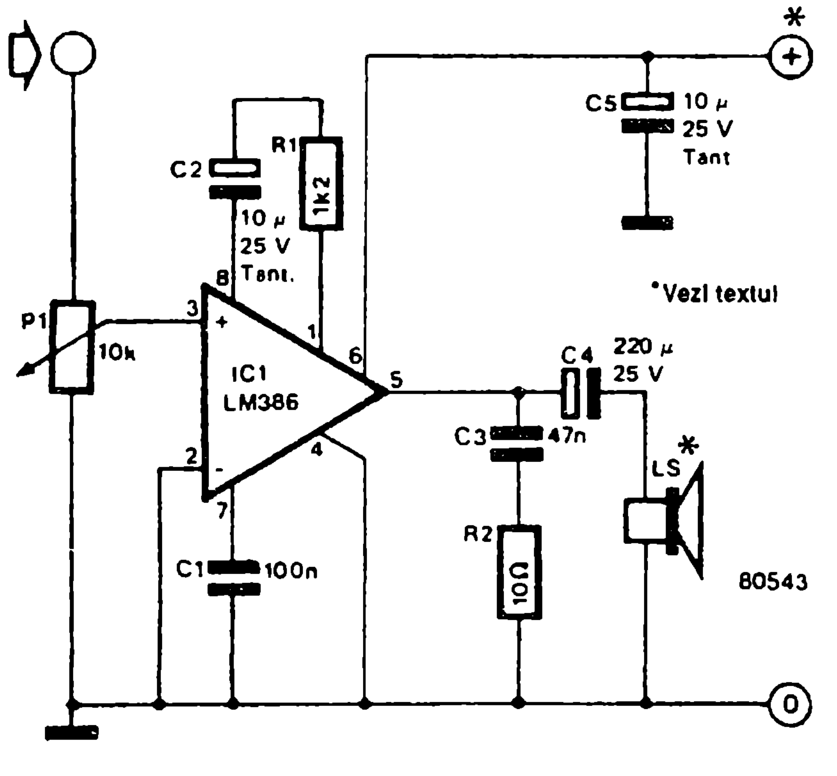
Montajul este atât de simplu încât nici nu are nevoie de explicații. Este utilizat un circuit integrat de tipul LM 386. Dacă R1 și C2 se conectează în serie între pinii 1 și 8, atunci factorul de amplificare este 50. La o amplificare de 200, R1 este scurtcircuitat. În sfârșit, fără R1 și C2 se obține o amplificare de 20. Datele importante sunt redate în tabelul 1. Cu P1 poate fi reglată intensitatea sunetului. Difuzorul este astfel montat încât magnetul său se potrivește exact în gaura executată în prealabil în mijlocul plăcii.

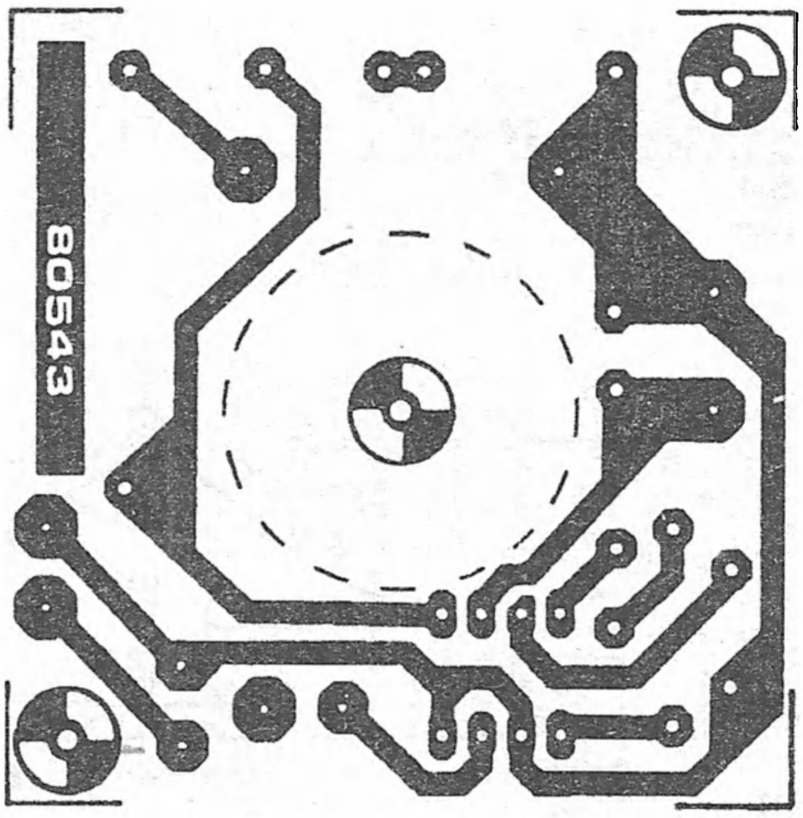
Pentru separarea tensiunilor continue se recomandă la intrarea amplificatorului un condensator de cuplaj de 220 n.

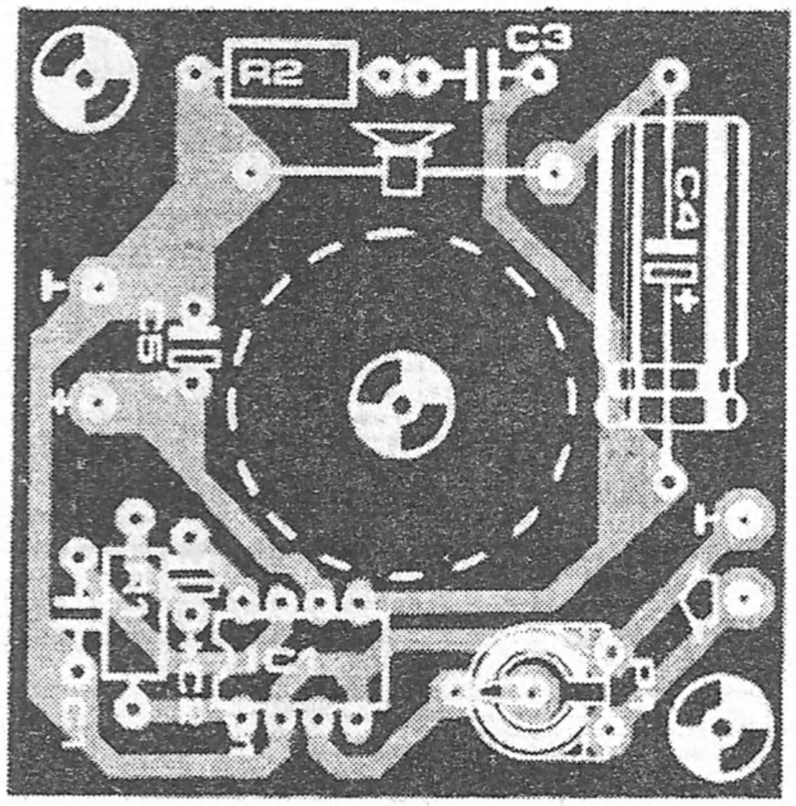
Montajul este cu adevărat compact și oferă multe posibilități de amplificare a semnalelor de joasă frecvență.

Lista de componente

R1 = 1k2
R2 = 10 Ω
P1 = 10 k potențiometru semireglabil
C1 = 100 n
C2, C5 = 10 μ / 25 V tantal
C3 = 47 n
C4 = 220 μ / 25 V
LS = difuzor 8 Ω / 0,2 ... 1 W







Tabelul 1: Datele tehnice ale circuitului integrat LM 386:

Parametru	Valoare		
Tensiunea de alimentare			
LM 386N	4 ... 12 V		
LM 386N-4	5 ... 18 V		
Curent de repaus (la U_B = 6 V, intrarea scurtcircuitată)	4 mA tipic		
Pierdere de putere (25°C)			
LM 386A	1,25 W max.		
LM 386	0,66 W max.		
Tensiunea de intrare	±0,4 V max.		
Rezistența de intrare	50 kΩ tipică.		
Puterea la ieșire (K = 10%) tipică.			
LM 386N-1	U_B = 6 V	R_L = 8 Ω	0,325 W
LM 386N-2	U_B = 7,5 V	R_L = 8 Ω	0,5 W
LM 386N-3	U_B = 9 V	R_L = 8 Ω	0,7 W
LM 386N-4	U_B = 16 V	R_L = 32 Ω	1 W

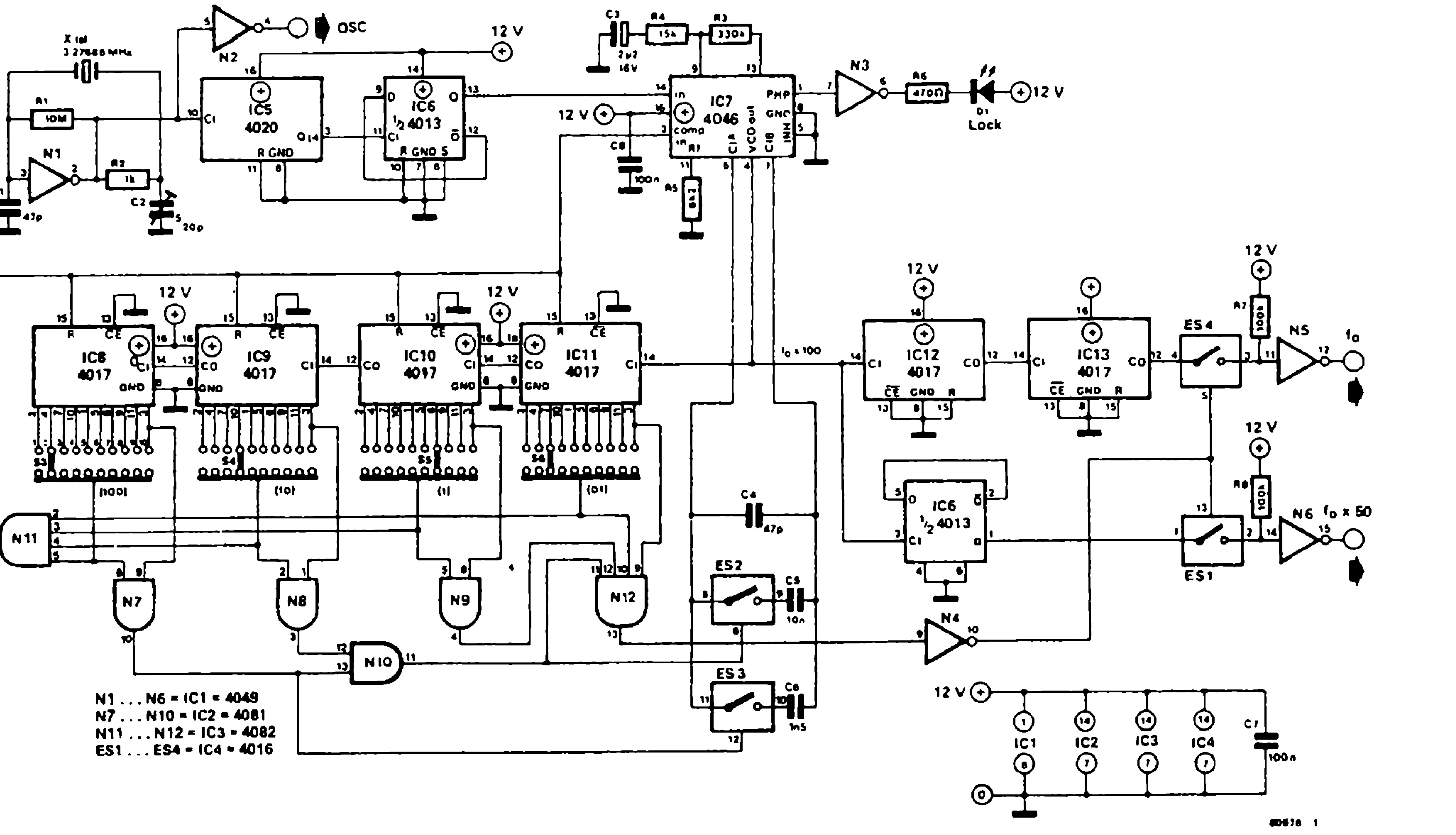
(ELEKTOR)

212 *Generator de semnale sinusoidale cu cristal de cuarț*

Există mai multe montaje care, la prima vedere, sunt interesante pentru un cerc mic de cititori. Pentru a putea epuiza însă toate posibilitățile unui montaj, el nu ar trebui privit ca fiind unic; o combinație a două montaje diferite poate deschide noi perspective și poate trezi interesul mai multor electroniști. Astfel, din combinația unui sintetizator de frecvențe comandat cu cristal de cuarț cu un generator de semnale sinusoidale digital „Spot" ia naștere un generator sinusoidal extrem de stabil, reglabil în trepte.

Fig. 1 prezintă partea din montaj care lucrează ca generator digital cu cristal de cuarț. Elementul central este un circuit integrat PLL (circuit cu calare pe fază) IC7; una din intrările PLL-ului primește un semnal a cărui frecvență rămâne constantă în mare măsură. Printr-un divizor reglabil, ieșirea circuitului este legată cu cealaltă intrare. PLL-ul încearcă acum să egalizeze ambele frecvențe de intrare și-și modifică în mod corespunzător frecvența la ieșire. Dacă se alege 1 ca factor de divizare,

1



atunci frecvențele de intrare și frecvențele de ieșire sunt egale ca mărime. Dacă se reglează un factor de divizare mai mare, n, atunci din nou ambele frecvențe de intrare sunt egale însă frecvența de ieșire devine mai mare cu un factor n. Avantajul acestei metode constă în marea stabilitate în frecvență a semnalului de ieșire care depinde numai de cât de mult variază frecvența de intrare. Aceasta este produsă de un divizor 2^{15} (IC5 și IC6) din frecvența cristalului de 3,2768 MHz și măsoară 100 Hz. IC8 formează împreună cu IC11 divizorul reglabil care este conectat între una din intrările și ieșirea lui IC7; cu S3 ... S6 se poate regla factorul de divizare.

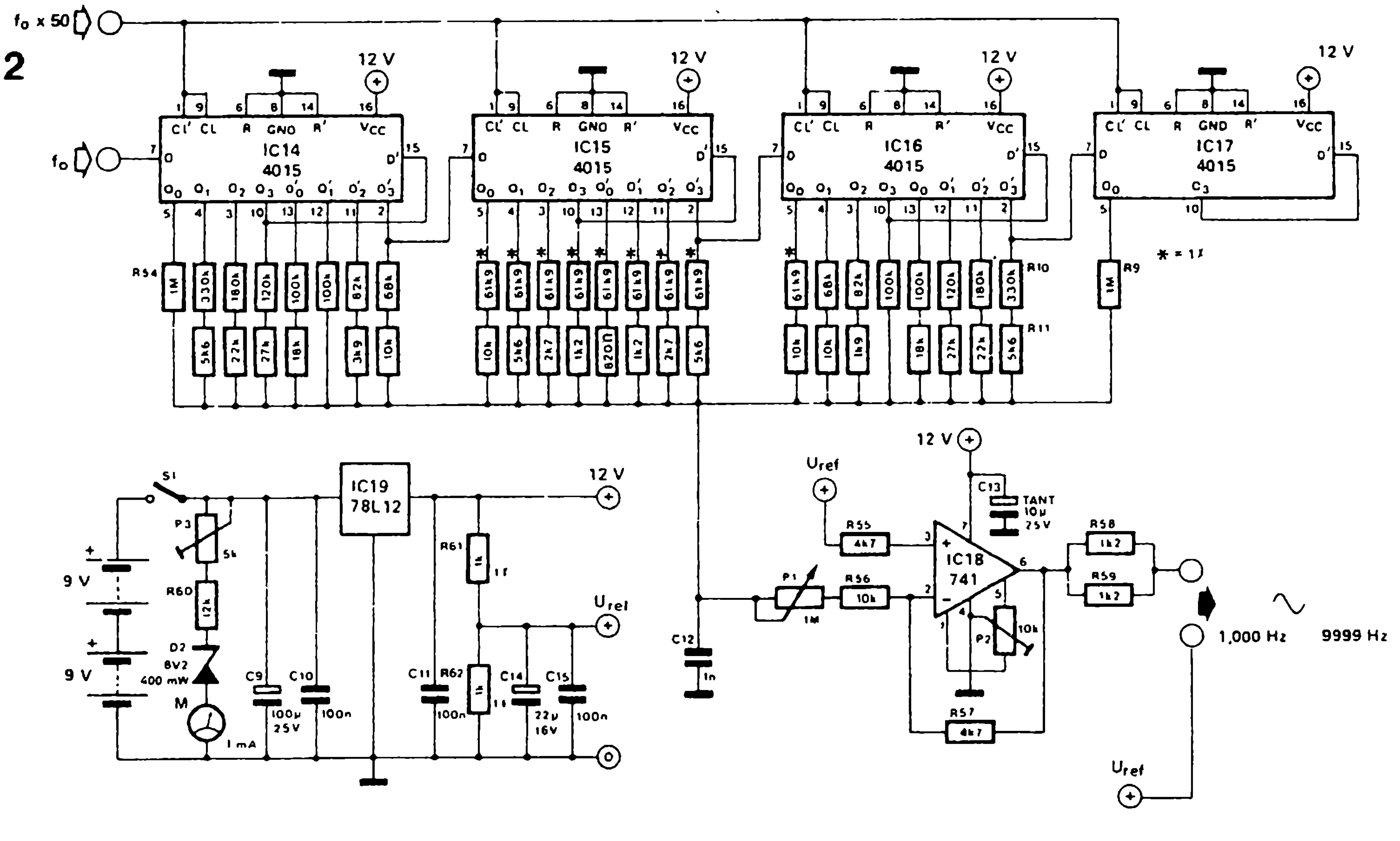
PLL-ul lucrează corect dacă acordăm condensatorul dintre pinii 6 și 7 la diferiții factori de divizare. Această sarcină este preluată de cele două comutatoare electronice ES2 și ES3. IC12, IC13 constituie un divizor prin 100, iar cea de a doua jumătate a lui IC6 împarte frecvența de ieșire a PLL-ului prin factorul 2.

Fig. 2 prezintă un montaj care constă în principiu dintr-o rețea de rezistențe și un registru de deplasare de 25 biți. Semnalul dreptunghiular simetric furnizat de generatorul digital cu cristal ajunge la intrarea D a primului registru secvențial. La intrarea de tact Clock a registrului se găsește semnalul, indicat în fig. 1, cu frecvența dublată de 15 ori. La ieșirile circuitelor IC14 ... IC17 apar acum semnale dreptunghiulare simetrice cu frecvența fo. Semnalele celor două ieșiri Q succesive sunt deplasate în timp cu o perioadă de tact unul față de altul. Prin rețeaua de rezistențe construită cu R10 ... R54, semnalele tuturor celor 25 de ieșiri sunt adunate, astfel încât la intrarea lui IC2 se regăsește o tensiune de formă sinusoidală construită din 50 de trepte. IC18 formează împreună cu elementele constructive aferente un etaj de amplificare cu rol de tampon. Cu ajutorul lui P1 se poate regla amplitudinea semnalului de ieșire între 50 mV_{VV} și 5 V_{VV}. Frecvența poate fi reglată în trepte de 1 Hz între 1,000 Hz și 9999 Hz. Peste semnalul sinusoidal se suprapune o tensiune continuă de referință. Cu ajutorul lui P2 se poate realiza o eventuală compensare necesară a tensiunii offset. Impedanța de ieșire este de 600 Ω.

Pentru alimentare sunt conectate în serie două baterii de 9 V (sau patru de 4,5 V). Un stabilizator de tensiune integrat are rolul de a furniza o tensiune de alimentare stabilă de 12 V și tensiunea de referință. Prin instrumentul magneto-electric M este posibilă o supraveghere a stării bateriilor. În încheiere ar mai fi de observat că toleranța impusă de 1% pentru rezistențe trebuie respectată neapărat pentru a obține o cât mai bună aproximare a formei sinusoidale a tensiunii de ieșire.

(A. G. Hobbs)

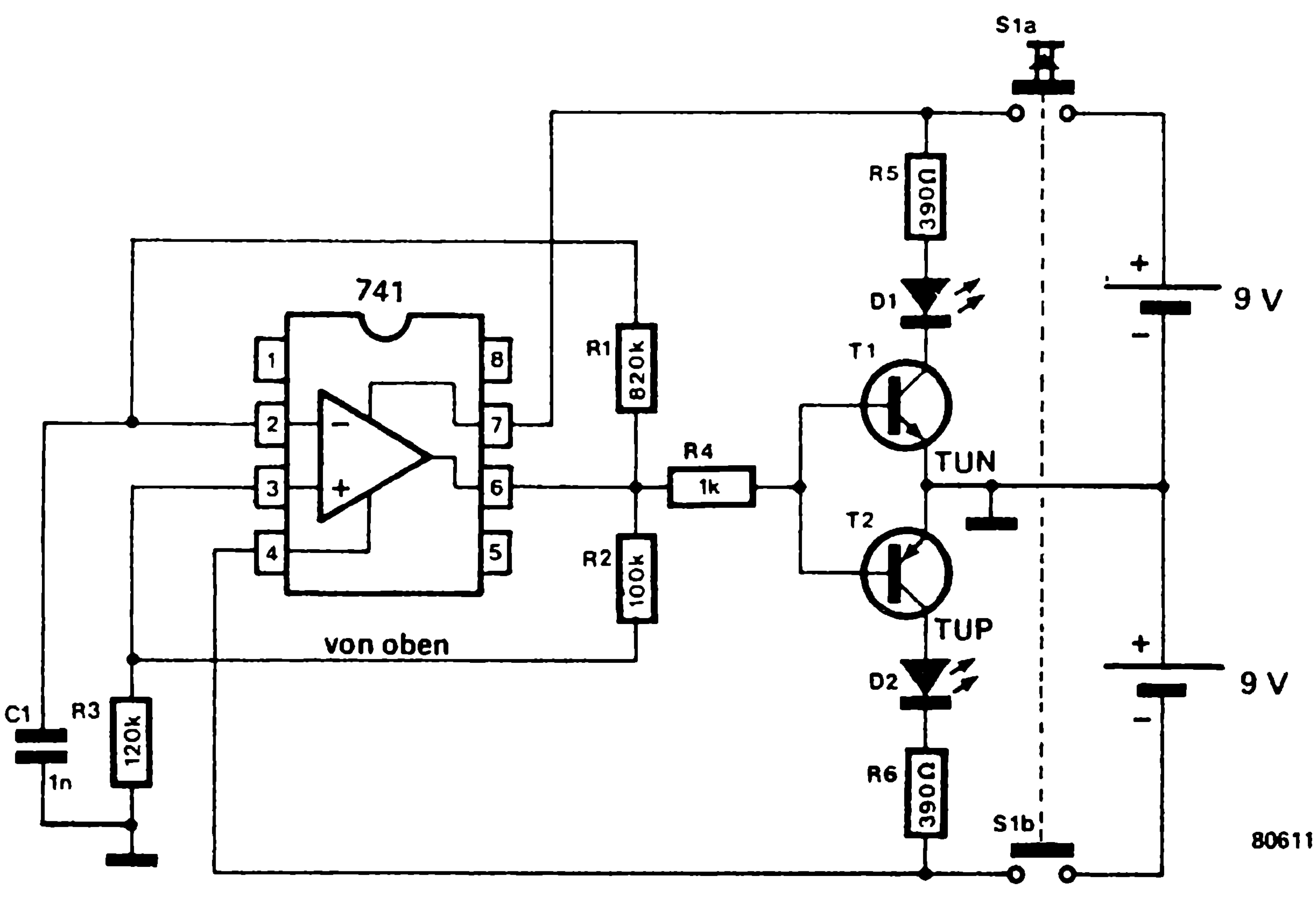
2



213 *Tester simplu pentru amplificatoare operaționale*

Acest aparat permite o verificare funcțională rapidă a amplificatoarelor operaționale; pentru aceasta amplificatorul de testat este conectat ca simplu generator de semnale dreptunghiulare. La fel ca testerul pentru circuitul 555, descris de asemenea în această carte, montajul de față nu ridică probleme de construcție și poate fi amplasat în aceeași carcasă cu testerul pentru circuitul 555.

Când se apasă pe butonul S1, la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional ajunge o tensiune de referință care este rezultată din tensiunea de ieșire prin divizorul de tensiune R2/R3. Condensatorul C1 se încarcă



prin R1 până când tensiunea la intrarea inversoare devine egală cu tensiunea de referință. Deoarece amplificatorul operațional lucrează în acest caz pe post de comparator, ieșirea comută, iar tensiunea de referință capătă polaritatea opusă. C1 se încarcă corespunzător până când tensiunea sa ajunge din nou la nivelul tensiunii de referință. Prin aceasta, ciclul se reia.

Ambele tranzistoare oferă o posibilitate de testare și pentru amplificatoarele operaționale care furnizează un curent de ieșire mai mic decât 741; desigur, semnificația pinilor trebuie să fie identică cu cea a lui 741. Atunci când ieșirea amplificatorului operațional de testat este la un potențial pozitiv, T1 conduce, iar LED-ul D1 se aprinde. Dacă amplificatorul operațional a comutat și ieșirea sa este la un potențial scăzut, atunci T2 conduce și luminează LED-ul D2.

Pentru alimentare sunt necesare o tensiune pozitivă și una negativă de la două baterii de 9 V.

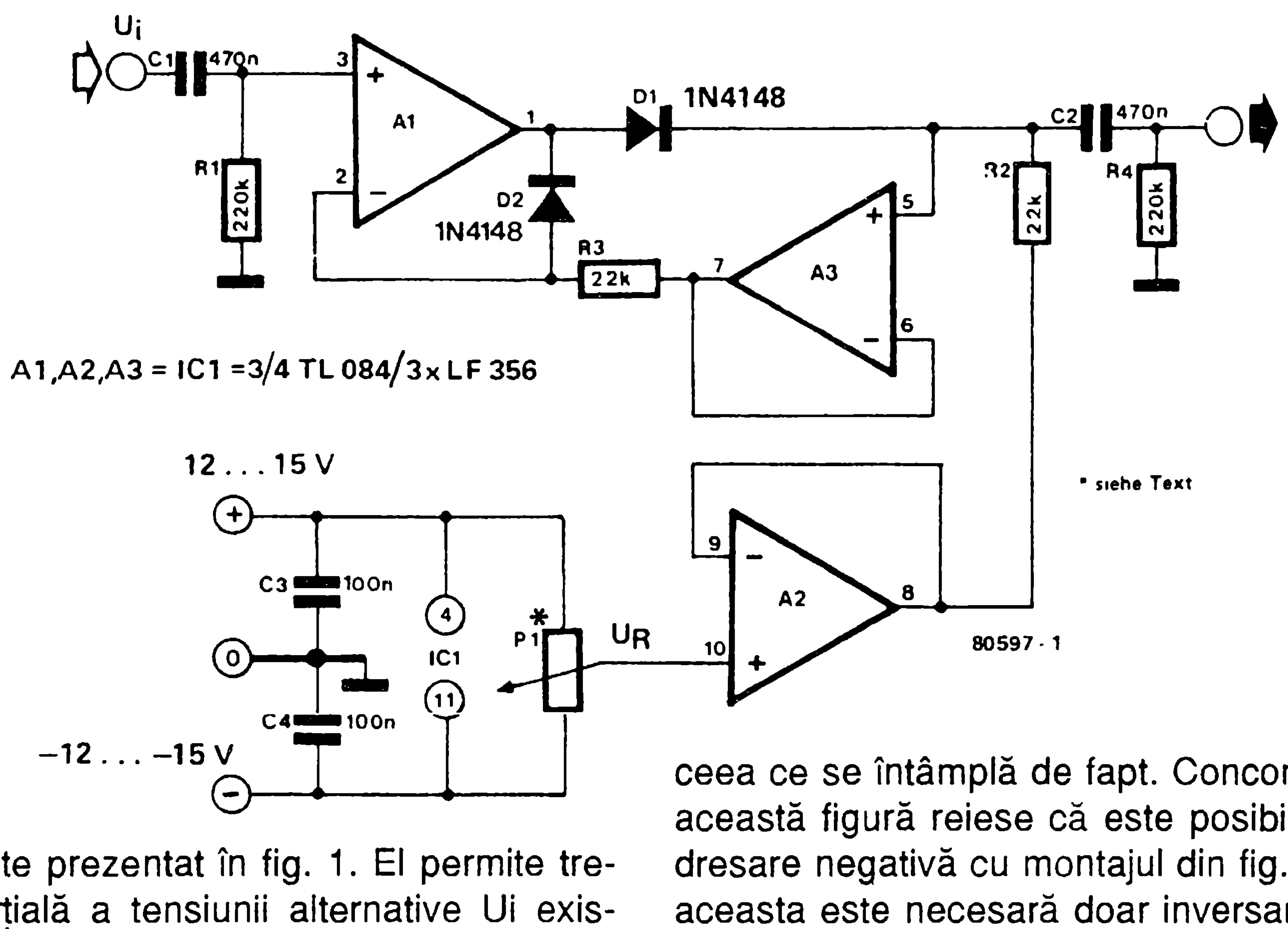
Tabel

Amplificatoarele operaționale compatibile cu 741 în carcasă de plastic DIL cu 8 pini

CA 080E	LF 356	μA 741C	TL 071C
CA 081E	LM 301A	μA 748C	TL 080C
CA 3130E	LM 307	μA 777C	TL 081C
CA 3140E	LM 318	TL 061C	TL 087C
LF 355	NE 5534/ TDA 1034	TL 066	TL 321C

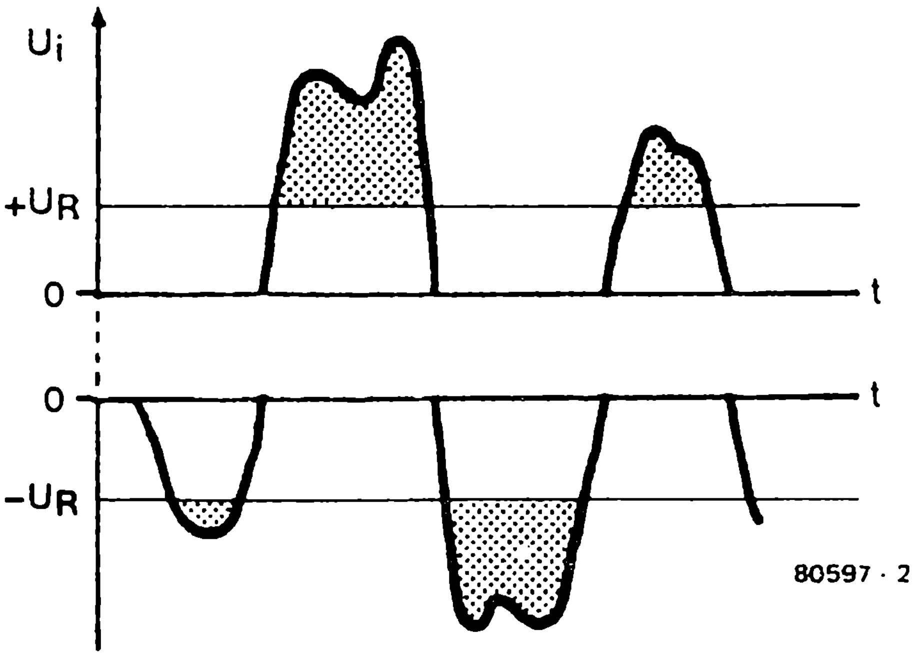
214 *Lupă electronică*

De obicei redresarea unei tensiuni alternative semnifică ori că semialternanța negativă (la redresarea pozitivă) ori că alternanța pozitivă (la redresarea negativă) este atenuată. Mărimea de referință a operației de redresare este în asemenea cazuri linia de nul. Se poate totuși redresa o tensiune alternativă astfel încât să rămână doar vârfurile care depășesc o anumită tensiune pozitivă sau negativă. Pentru aceasta servește redresorul de precizie, al cărui



montaj este prezentat în fig. 1. El permite trecerea parțială a tensiunii alternative Ui existente la intrare, și anume doar a părții ce se găsește deasupra tensiunii U_R. Fig. 2 clarifică ceea ce se întâmplă de fapt. Concomitent, din această figură reiese că este posibilă și o redresare negativă cu montajul din fig. 1. Pentru aceasta este necesară doar inversarea diodelor D1 și D2. Tensiunea U_R este variabilă; ea poate fi reglată cu potențiometrul P1. Redre-

2



sorul prelucrează cu o precizie bună frecvențe de până la 20 kHz.

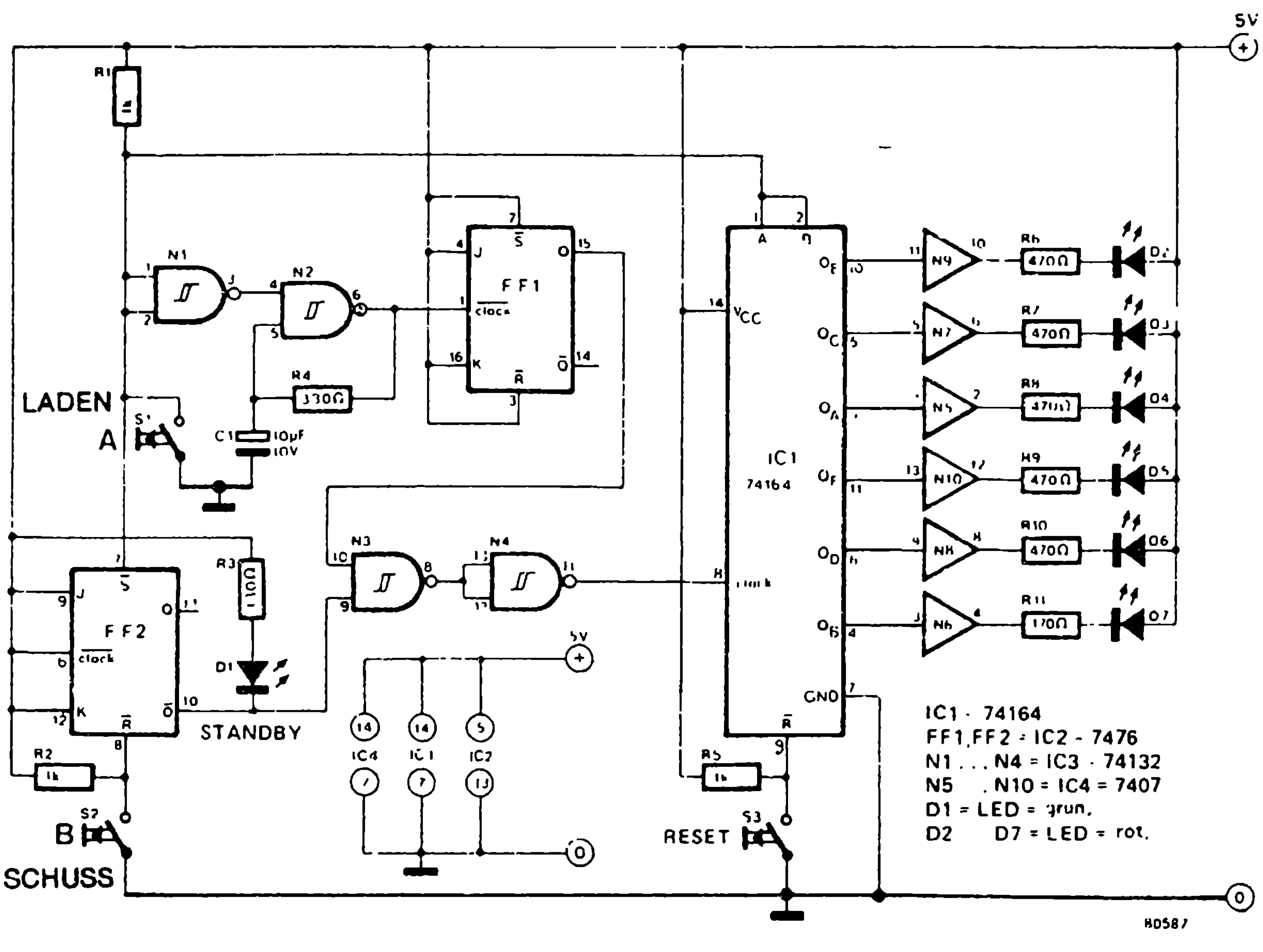
Pentru ce este necesar un astfel de redresor? El poate fi utilizat ca lupă electronică! Dacă, de exemplu, trebuie să obținem imaginea unui domeniu de amplitudine strict delimitat al unei tensiuni alternative pe ecranul unui osciloscop, atunci acest lucru nu este posibil fără dificultăți. Prin reglarea sensibilității, osciloscopul poate fi supraexcitat, ceea ce duce la distorsionarea curbelor; în plus, ne putem gândi că domeniul de translație DC al osciloscopului nu este suficient. Prin lupă, la intrarea osciloscopului ajunge numai ceea ce trebuie să apară pe ecran. De exemplu se poate observa precis stabilitatea în amplitudine a unui oscilator atunci când tensiunea U_R se reglează astfel încât să fie vizibile numai vârfurile extreme ale semnalului generat de oscilator. Un domeniu de tensiune limitat în sus și în jos, o așa-zisă fereastră, poate fi realizată prin conectarea în serie a unui redresor negativ cu unul pozitiv.

Valoarea lui P1 poate fi cuprinsă între 1 k și 1 M. Important este ca reglarea lui U_R să se poată face cu precizia dorită și ca această reglare să rămână stabilă. Se recomandă un potențiometru multiplu pentru reglaj fin.

215 *Joc cu pietricele*

Montajul imită cunoscutul joc „Break-Out". Scopul acestui joc este de a arunca la țintă cât mai multe pietricele din cât mai puține încercări. În această variantă, rolul pietricelelor este jucat de șase LED-uri.

După acționarea tastei reset, cele șase LED-uri se aprind. Cu tasta „ÎNCĂRCARE" (A) se pune aparatul în funcțiune și LED-ul verde se aprinde. Dacă se realizează un punct cu tasta „FOC" (B), atunci pietricica lovită dispare,



LED-ul corespunzător se stinge. Punctul depinde de șansă. Înainte de fiecare „împușcătură" este necesară reîncărcarea. Modul de disputare este la alegere: fie că fiecare jucător trebuie să lovească toate pietricelele, câștigătorul fiind acela cu cele mai puține încercări; fie că jucătorii trag alternativ și câștigă cel care a nimerit ultima pietricică.

Funcționarea montajului este relativ simplă. Tasta reset aduce registrul secvențial 74164 în poziția de plecare. Ieșirile sunt în starea „0" logic, astfel încât cele șase LED-uri luminează. Încărcarea declanșează mai multe procese: pe de o parte, LED-ul „gata de luptă" se aprinde prin multivibratorul FF2; pe de altă parte, multivibratorul astabil N1/N2 dă impulsuri multivibratorului FF1. Prin aceasta, ieșirea Q trece din „0" în „1" în ritmul frecvenței multivibratorului. Dacă procesul de încărcare s-a încheiat, se poate da „FOC". Prin aceasta FF2 este resetat, iar ieșirea $\overline{Q}$ trece din nou în starea „1" logic, astfel încât LED-ul „gata de luptă" se stinge. În funcție de nivelul logic de la ieșirea Q a lui FF1 ia naștere, prin frontul pozitiv, un impuls de tact la ieșirea $\overline{Q}$ a lui FF2 (dacă Q-FF1 este „1" logic, atunci apare impulsul de tact). Registrul secvențial transferă nivelul înalt de la intrările serie A și B la ieșirea Q_A și transleazã intern informația cu o pagină mai departe. Dacă „împușcătura" a fost un bilet de călătorie (Q-FF1 = „0" logic), atunci numărul de pietricele afișat nu se modifică. În ambele cazuri aparatul este gata pentru următorul proces de încărcare-tragere.

Pentru ușurarea aprecierii, ieșirea $\overline{Q}$ a lui FF2 poate comanda un etaj numărător care să afișeze loviturile reușite. Pentru aceasta, este adecvat un numărător care să lucreze cu frontul pozitiv al impulsului de tact (de exemplu 74191). Pentru alimentare este necesară o sursă de 5 V care să furnizeze un curent de 150 mA.

(H. J. Walter)

216 *Montaj de efecte dinamice pentru chitarele electrice*

Există multe montaje de efecte sonore pentru chitarele electrice. Cu puține excepții, este vorba în general de montaje de limitare care deformează semnalul până la o anumită valoare. Nu are importanță dacă aceasta se realizează prin supraexcitarea etajelor de amplificare sau prin montaje de limitare cu diode.

Dezavantajul unor asemenea montaje constă în nivelul de deformare reglat fix. Odată ce acest nivel este atins, amplitudinea la ieșire rămâne limitată la această valoare; orice dinamică a semnalului de intrare este pierdută.

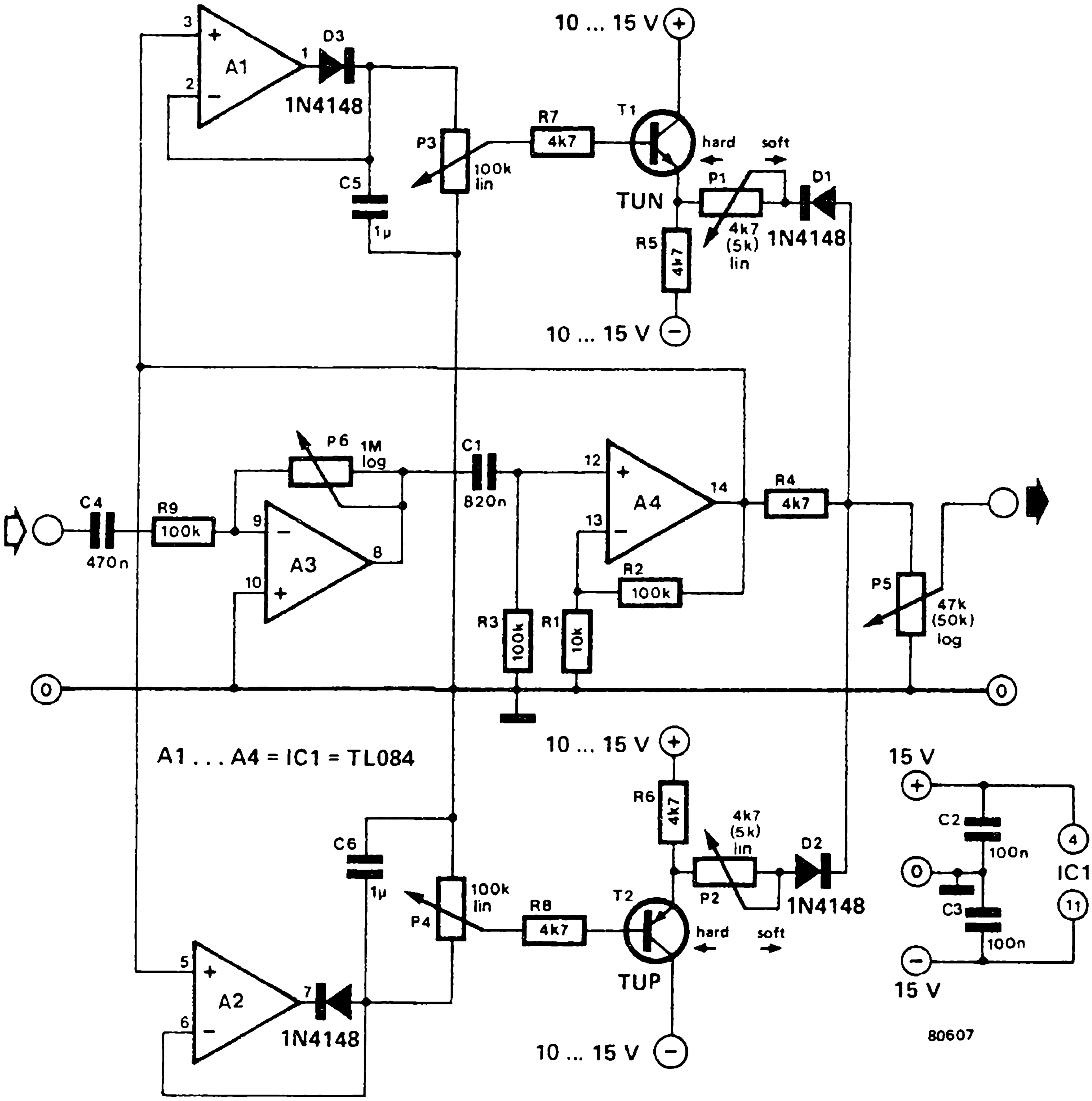
În practică, pentru reglarea nivelului de deformare avem doar două alternative, la fel de neconvenabile: fie se reglează nivelul de deformare atât de jos încât chiar și semnalele mici sunt deformate – și atunci avem o susținere continuă (chitara nu mai poate deveni silențioasă) – fie se reglează nivelul astfel încât sunt limitate doar vârfurile semnalelor. În ultimul caz chitara sună distorsionat doar la ciupirea corzilor și devine „moale" imediat ce acestea nu mai sună.

Rămâne stabilit deci că prin distorsionarea funcție de intensitatea sonoră nu este posibil nici un joc diferențiat.

Mai util ar fi un montaj la care gradul de distorsiuni ar fi reglabil într-un interval mai mare, independent de amplitudine. Atunci s-ar putea cânta cu o distorsiune mare oricât de încet am dori sau s-ar putea cânta tare cu o distorsiune mică. Dinamica semnalului chitarei rămâne totuși distorsionată în mare măsură.

S-a încercat realizarea unui montaj cu distorsiune dinamică la care nivelul de distorsionare să urmărească dinamica semnalului chitarei. Mai exact spus, nivelul de distorsiune urmărește valoarea maximă a tensiunii de intrare.

Intervalul dintre valoarea maximă a tensiunii de intrare și valoarea nivelului de distorsionare (reglabil) rămâne constant, independent de amplitudinea la intrare. Cum funcționează acesta?



Montajul de distorsionare a fost preluat fără modificări din numărul pe noiembrie 1978 al revistei Elektor. La acest montaj, nivelul de distorsionare este reglabil separat cu P3 și P4 pentru alternanțele pozitive și negative ale semnalului. Aceste potențiometre au fost conectate inițial la +15 V și la –15 V, astfel încât era reglat un nivel constant de distorsionare. La distorsionarea dinamică, tensiunea de referință pentru nivelul de distorsiune este furnizată separat de redresoarele de valoare de vârf, construite cu A1 și A2, pentru alternanțele pozitive și negative. Este ușor de observat că, prin acest artificiu, nivelul de distorsionare reglat trebuie să urmărească valoarea de vârf a semnalului de intrare. Amplificatorul operațional A3 al lui TL 084 este utilizat ca preamplificator. Amplificarea este reglabilă cu P6; ea este egală cel mult cu 10. Prin aceasta, sensibilitatea la intrare se poate acorda la chitară. P6 se rotește astfel încât la nivelul de distorsionare reglat la valoarea de vârf (cursoarele potențiometrelor P3 și P4 se găsesc pe poziția limită dinspre D3, respectiv D4), încă nu apare nici o limitare a semnalului de ieșire prin A4. Astfel ne asigurăm că numai diodele limitatoare D1 și D2 produc distorsiunea (dorită).

P5 servește la acordarea amplitudinii de ieșire a amplificatorului la sensibilitatea de intrare a amplificatorului chitarei.

217 Alimentator de laborator 0 ... 50 V / 0 ... 2 A

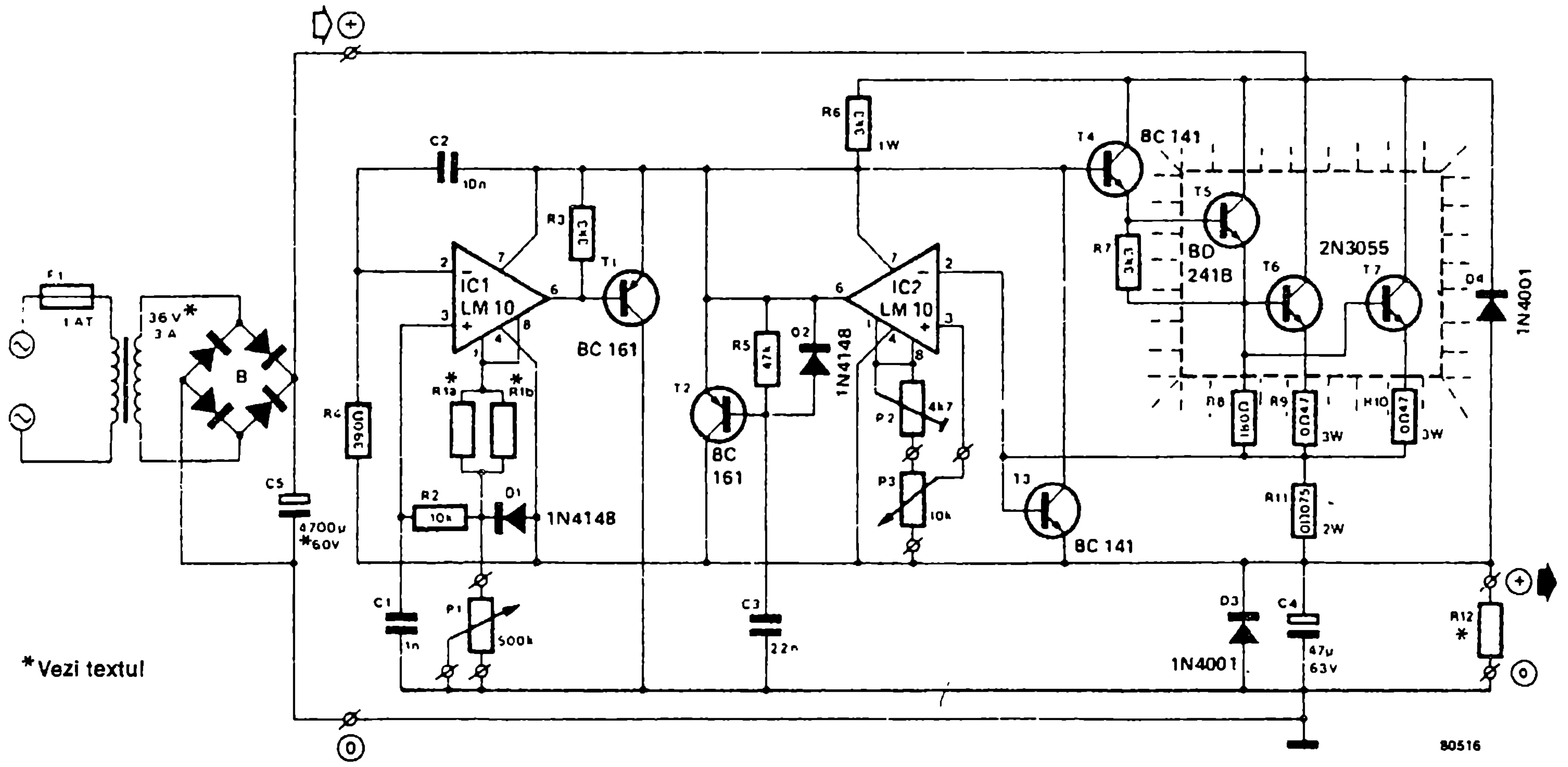
Sursa de referință integrată LM10 face ca acest circuit să fie foarte potrivit pentru construcția etajelor de alimentare de calitate. Cu două circuite integrate de acest tip se poate realiza o alimentare protejată la scurtcircuit, la care nu numai tensiunea, ci și curentul este reglabil. Montajul unui asemenea alimentator este prezentat în continuare.

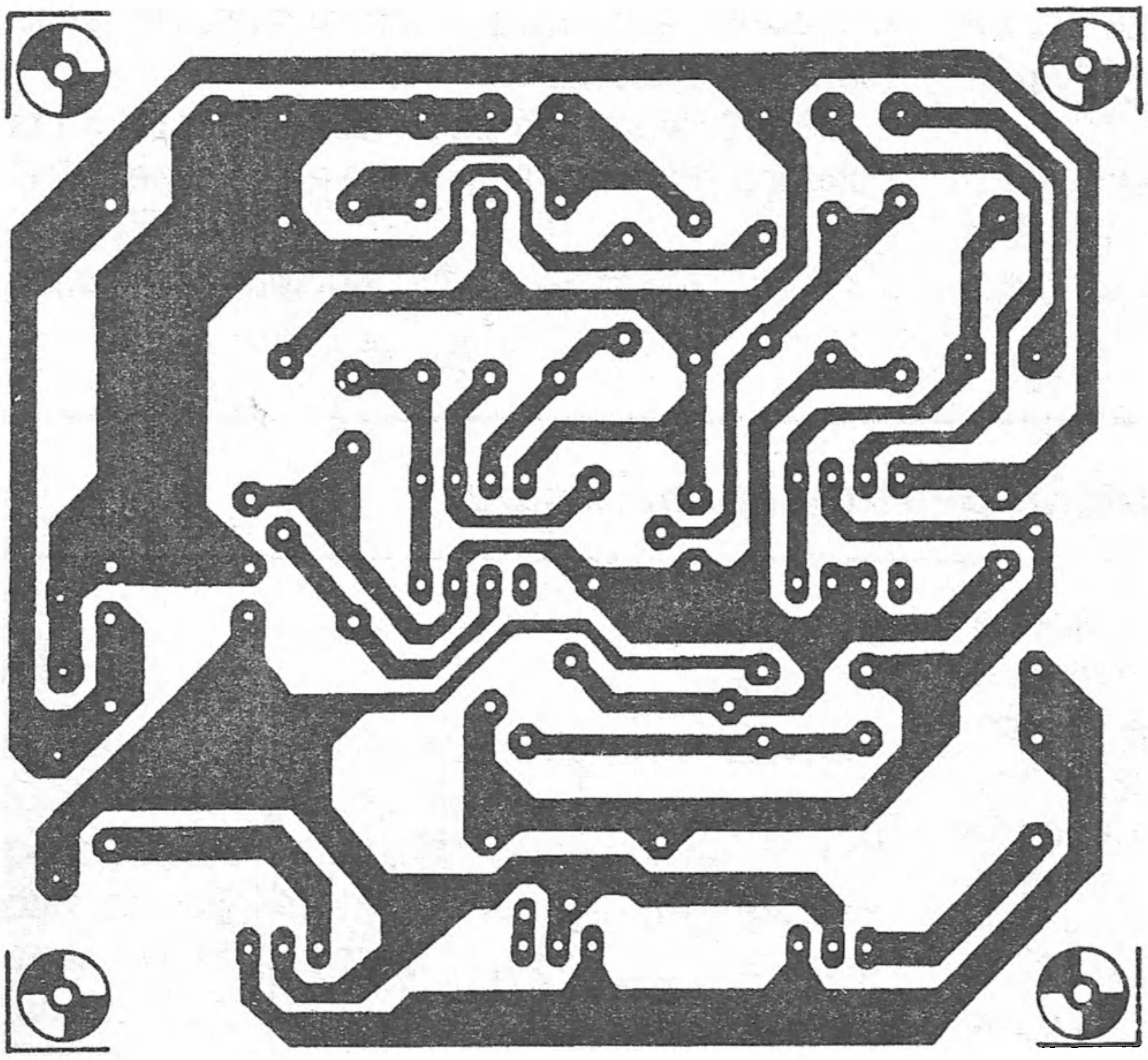
Tensiunea de ieșire crește liniar cu valoarea rezistenței potențiometrului P1, în timp ce curentul poate fi reglat liniar cu P3. Potențiometrul semireglabil P2 servește la reglarea curentului maxim de ieșire (valoarea lui maximă este de 2 A). Tensiunea maximă este fixată în prealabil printr-o rezistență fixă montată în paralel cu R1a. O rezistență fixă este mai avantajoasă în acest loc decât un potențiometru semireglabil, deoarece acesta din urmă ar crește zgomotul tensiunii de ieșire.

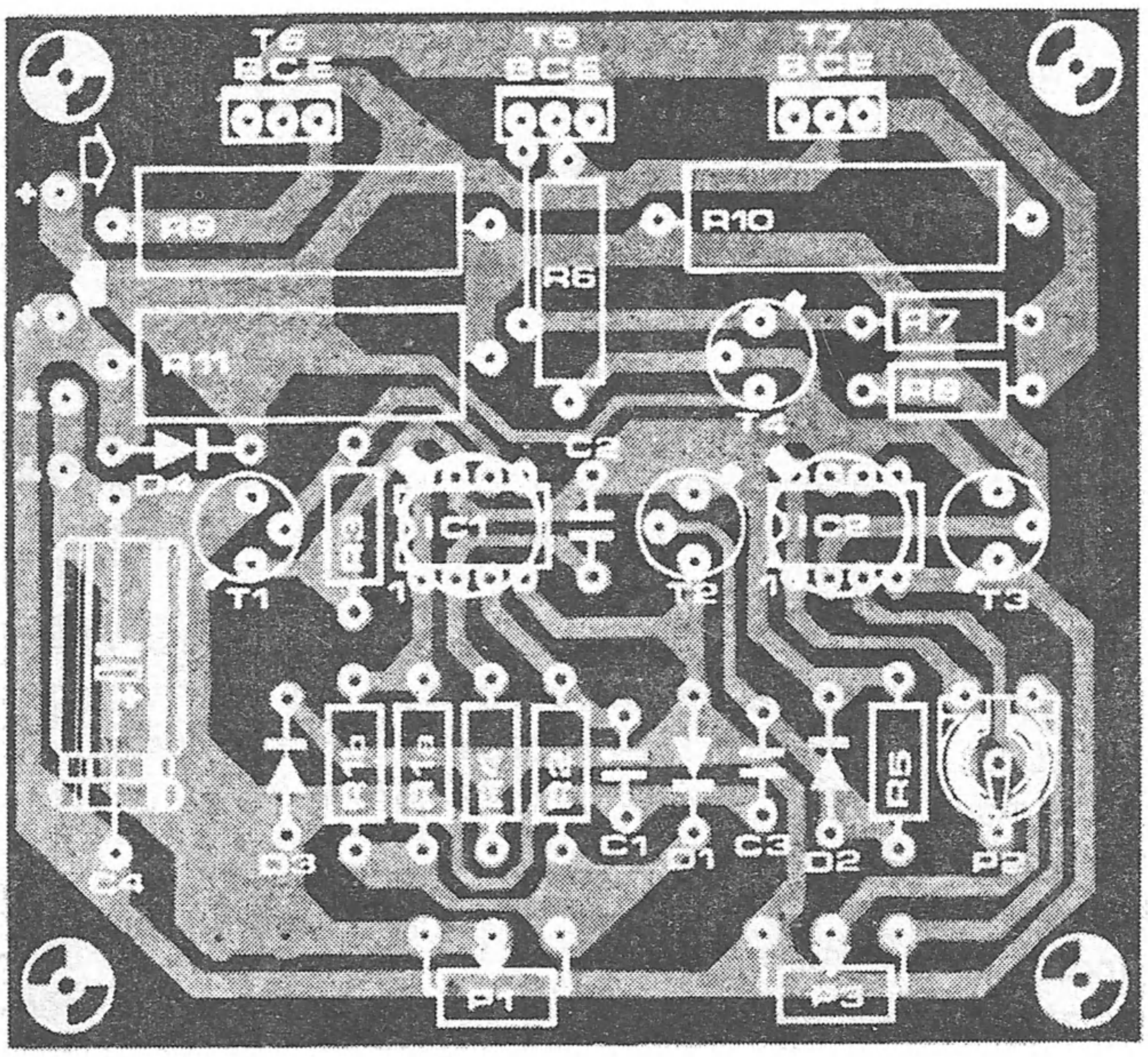
Stabilizarea tensiunii se realizează astfel: intrarea inversoare a lui IC1 se află la potențialul tensiunii de ieșire; intrarea neinversoare este legată în punctul comun R1/P1. Amplificatorul operațional comandă baza lui T1 astfel încât o eventuală diferență de tensiune între cele două intrări ale sale să fie compensată. Curentul de colector al acestui tranzistor produce pe R6 o cădere de tensiune; aceasta influențează tensiunea de ieșire prin etajul final Darlington.

Compararea tensiunii din punctul R1/P1 are loc astfel: pinul 1 al lui LM10 este ieșirea de referință. Când stabilizatorul a adus tensiunea de ieșire la valoarea reglată, atunci diferența de tensiune între intrările amplificatorului operațional este nulă. În punctul de legătură R1/P1 este disponibilă în acest moment aceeași tensiune ca și la intrarea inversoare a lui LM10. Prin urmare, tensiunea de referință pe R1 trebuie să fie de 200 mV. Curentul prin această rezistență, care este de circa 100 μA, poate trece doar prin P1. Aceasta înseamnă că pe potențiometru există o tensiune care este egală cu de o sută de ori tensiunea reglată de pe rezistență. În caz contrar, între intrările amplificatorului operațional există o diferență de tensiune. Amplificatorul operațional intervine corectând și comandă tensiunea de ieșire astfel încât să ia din nou valoarea corectă.

Pentru a menține stabil curentul de ieșire cu cel de al doilea LM10, partea din tensiunea de referință culeasă la cursorul lui P3 este comparată cu căderea de tensiune pe R11. Prin această rezistență circulă curentul de ieșire. Deoarece LM10 nu aparține categoriei de amplificatoare operaționale rapide, limitarea de curent a fost suplimentată aici cu tranzistorul T3; curentul de ieșire este limitat la valoarea maximă de 2 A.







Lista de componente:

Rezistențe

R1a = 2k2
R1b = vezi textul
R2 = 10 k
R3, R7 = 3k3
R4 = 390 Ω
R5 = 47 k
R6 = 3k3 / 1 W
R8 = 180 Ω
R9, R10 = 0,47 Ω/3 W
R11 = 0,075 Ω / 2 W (2 x 0,15 Ω) paralel sau sârmă rezistivă
R12 = 470 Ω / 5 W
P1 = 500 k pot. liniar
P2 = 4k7 pot. semireglabil
P3 = 10 k pot. liniar

Condensatoare

C1 = 1 n
C2 = 10 n
C3 = 22 n
C4 = 47 μ / 63 V
C5 = 4700 μ / 63 V
(la $U_{ef\,sec}$ = 42 V; 4700 μ / 80 V)

Semiconductoare

T1, T2 = BC 161
T3 = BC 141
T4 = BC 141
(la $U_{ef\,sec}$ = 42 V; BF 257)
T5 = BD 241B
T6, T7 = 2N3055
(la $U_{ef\,sec}$ = 42 V; BD 245B)
D1, D2 = 1N4148
D3, D4 = 1N4001
B = B80 C2200
IC1, IC2 = LM10C
Tr = transformator de rețea 36 (42) V / 3 A sec.

Tensiunea minimă de ieșire depinde într-o anumită măsură de sarcină, deoarece curentul foarte mic de alimentare al celor două amplificatoare operaționale circulă prin ieșire; de aceea este recomandabil ca ieșirea să fie încărcată continuu cu o rezistență fixă. Valoarea acestei rezistențe (R12) măsura 470 Ω / 5 W la aparatul prototip; cu ea s-a măsurat o tensiune minimă la ieșire de 0,4 V.

Tensiunea maximă la ieșire, care este stabilită cu R1b, poate fi de până la 50 V. Adeseori este totuși suficientă o tensiune maximă mai mică. La dimensionarea dată în schema montajului, tensiunea de ieșire reglată cu R1b poate fi de până la maximum 45 V. Pentru o tensiune de ieșire de până la maximum 50 V

trebuie efectuate următoarele modificări: transformatorul de rețea 42 V / 2 A s., C5 = 4700 μF / 80 V; T4 = BF 257; T6, T7 = BD 245B.

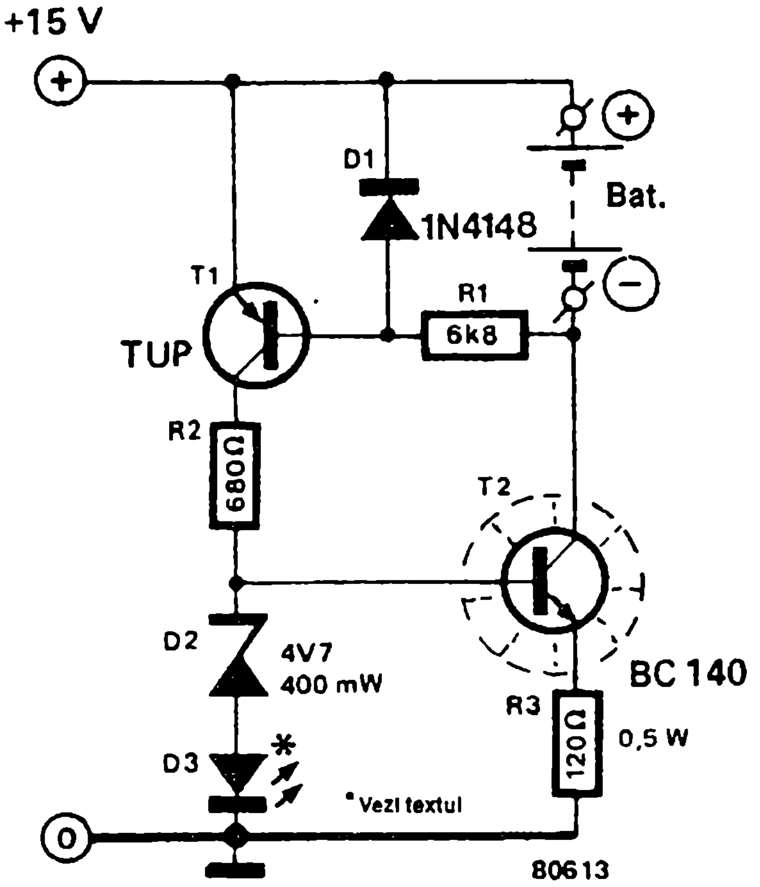
La un scurtcircuit de durată la ieșire, tranzistoarele finale nu sunt deteriorate atunci când sunt răcite suficient; de aceea nu este recomandabilă economia în dimensionarea radiatoarelor tranzistoarelor T5, T6 și T7.

Fig. 2. reprezintă placa alimentatorului de laborator și modul de amplasare a componentelor.

(National Semiconductor Application)

218 Alimentator protejat pentru acumulatoare

Acest alimentator este adecvat în special pentru încărcarea acumulatoarelor miniatură rotunde. În timp ce la cele mai multe alimentatoare din comerț conectarea greșită a acumulatoarelor provoacă pagube ireparabile, acest lucru nu se poate întâmpla aici. Curentul de încărcare circulă doar atunci când celulele sunt conectate corect la clemele de legătură.



Alimentatorul propriu-zis este de fapt o sursă de curent constant construită cu T2; ea furnizează un curent de încărcare de circa 50 mA. Sursa de curent constant lucrează după principiul binecunoscut: dioda Zener și LED-ul mențin constantă tensiunea bazei lui T2, astfel încât și tensiunea pe rezistența R3 este constantă. Deoarece curentul prin R3 nu se modifică, și curentul de colector al lui T2 care circulă prin acumulator este constant.

Siguranța contra conectării greșite constă din T1, D1 și R1. Dacă acumulatorul este conectat corect, atunci tranzistorul T1 trece în starea de conducție ca urmare a restului de tensiune a acumulatorului. T1 conectează atunci sursa de curent constant T2. LED-ul aprins indică faptul că acumulatorul este încărcat. La conectare greșită a acumulatorului, T1 rămâne blocat, LED-ul nu luminează. Aceasta este indicația că acumulatorul trebuie conectat invers.

Montajul este astfel dimensionat, încât pot fi încărcate concomitent patru acumulatoare NiCd conectate în serie. Acumulatoarele trebuie conectate toate în același sens, deoarece conectarea greșită a unei singure celule din serie face imposibilă trecerea curentului de încărcare.

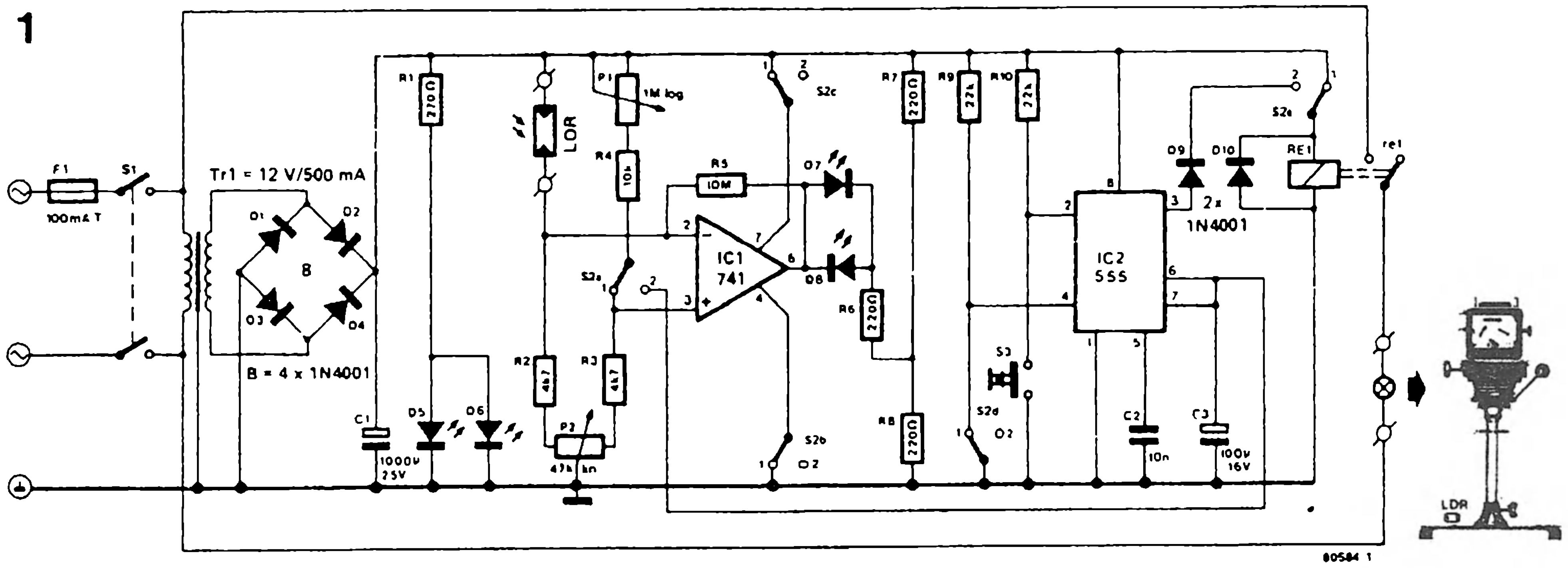
În plus, alimentatorul lucrează numai atunci când acumulatoarele încă nu sunt complet încărcate. Este necesar un rest de tensiune de circa 1 V pentru a deschide, respectiv pentru a bloca tranzistorul T1.

Pentru alimentare este suficient un mic transformator de 12 V, un redresor și un condensator electrolitic, astfel încât cheltuielile pentru alimentator sunt modeste.

219 Releu de expunere pentru laboratorul foto

În anii precedenți au fost publicate în revistele de specialitate o mulțime de montaje de aparate de măsurare a intensității luminoase și de relee de expunere pentru laboratoarele foto. Cu mult mai rare au fost totuși montajele în care să fie integrate ambele funcții. O ase-

1



menea combinație este montajul prezentat aici.

Lumina de la aparatul de mărit care cade pe placa de bază este detectată de un LDR care se află într-un montaj în punte. Abaterea de la echilibru a punții depinde de intensitatea luminii. Echilibrul poate fi restabilit manual cu P1; prin urmare, valoarea reglată a rezistenței lui P1 este proporțională cu timpul corect de expunere. Cele două LED-uri, D7 și D8, indică echilibrul punții. Poate fi utilizat în egală măsură un instrument indicator al cărui punct de nul se găsește la mijlocul scalei. Totuși, un astfel de instrument nu numai că este mai scump decât două LED-uri, dar este și greu de citit în întuneric.

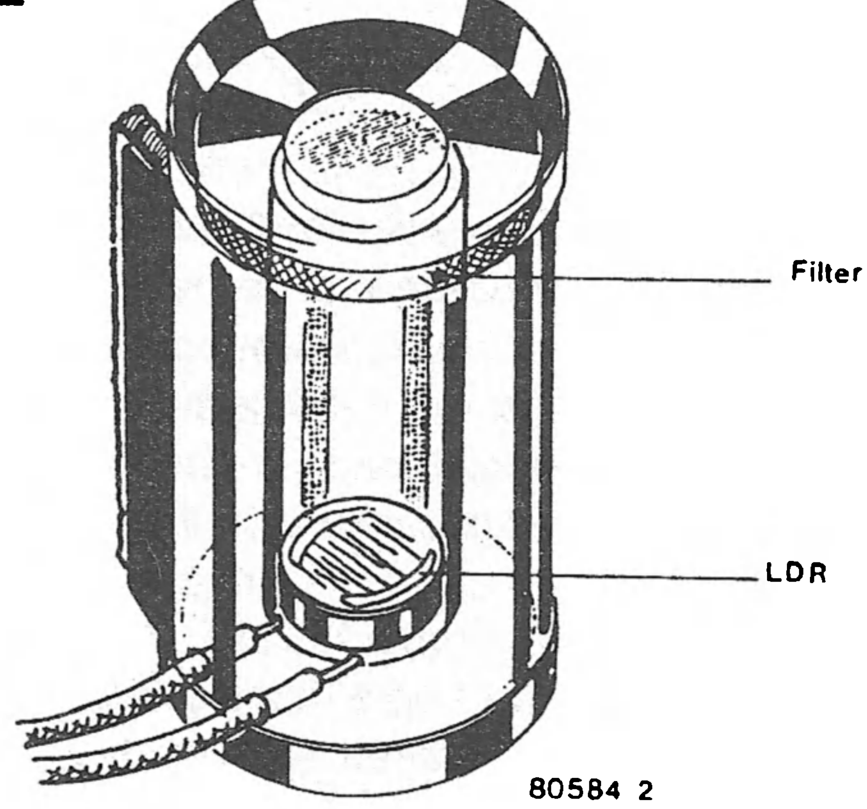
După reglarea echilibrului punții, situație în care ambele LED-uri sunt stinse, comutatorul S2 este adus în poziția 2. Condensatorul C3 este conectat acum la tensiunea de alimentare prin S2a, R4 și P1. El încă nu se poate totuși încărca deoarece un tranzistor existent în IC2 (555) scurtcircuitează condensatorul la masă.

Prin apăsarea butonului T3, acest scurtcircuit este întrerupt și concomitent este conectată lampa aparatului de mărit. Condensatorul C3 se încarcă prin R4 și P1; viteza de creștere a tensiunii depinde de poziția lui P1. Dacă tensiunea pe C3 atinge două treimi din tensiunea de alimentare, atunci releul de timp integrat revine în starea sa inițială; aparatul de mărit este deconectat, iar condensatorul C3 se descarcă din nou. Încă nu a fost explicat rolul potențiometrului P2. Cu acest potențiometru se poate modifica reglajul de bază al punții, astfel încât să se poată ține cont de deosebirile dintre sortimentele de hârtie. Reglajul corect al lui P2 trebuie realizat experimental.

Calitățile LDR-ului determină în mod esențial eficacitatea montajului. La aparatul prototip a fost utilizat tipul ORP 12 produs de Valvo; se pot utiliza desigur și tipuri echivalente.

Fig. 2 arată construcția senzorului. LDR-ul se găsește la unul din capetele unui tub din carton negru, care la rândul său este introdus într-o carcasă de rolfilm. Deschizătura carcasei se acoperă cu o bucată de plexiglas tran-

2



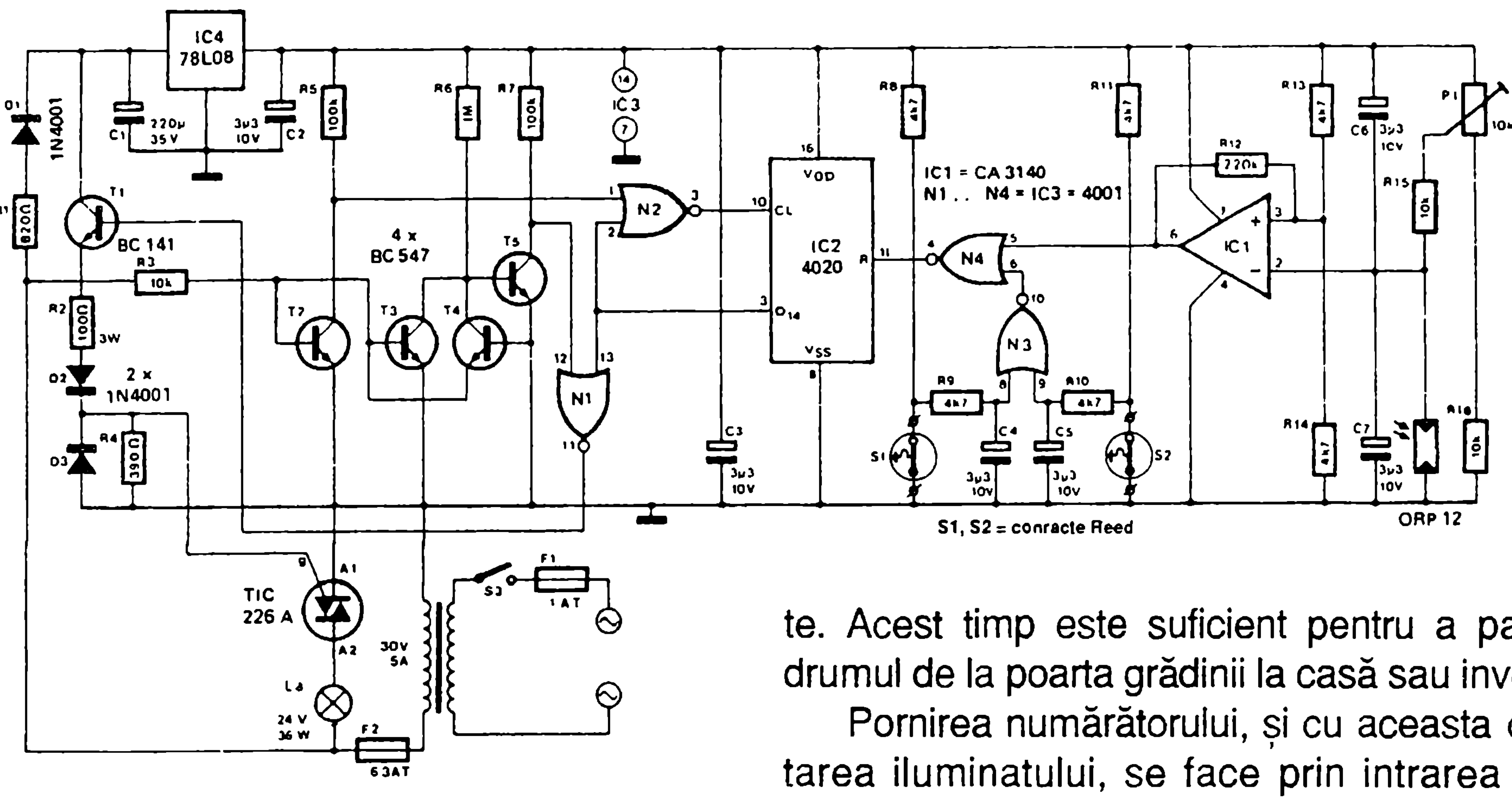
sparent a cărui suprafață a fost șlefuită cu hârtie abrazivă fină.

Pentru a etalona aparatul se expun câteva fâșii de probă pentru diferite poziții ale potențiometrului P2. În prealabil acest potențiometru a fost prevăzut cu o scală, de exemplu de la 1 la 20. Se notează pe pachetul de hârtie poziția lui P2 care a realizat cea mai bună expunere la testare.

220 Iluminatul aleii din grădină

Montajul comandă iluminatul aleii din grădină sau intrarea în casă, în așa fel încât să nu se consume inutil energie. Un comutator Reed amplasat pe poarta grădinii comandă conectarea luminii; în plus, o fotorezistență are grijă ca montajul să intre în funcțiune numai la căderea întunericului. Drept sursă de lumină servește o lampă de 24 V, cum sunt cele folosite la iluminatul camioanelor. Întregul montaj poate fi alimentat la tensiune redusă, astfel încât prescripțiile severe pentru instalațiile la 220 V în aer liber nu-și mai au rostul aici.

Pentru a separa montajul față de tensiunea de la rețea, este necesar un transformator de



24 ... 30 V / 5 A. Tensiunea de 30 V din secundar compensează căderea de tensiune pe care, de exemplu, o poate provoca un cablu prea lung. Montajul lucrează astfel: la baza tranzistorului T2 se găsește un semnal de 50 Hz; din acesta, T2 formează un semnal dreptunghiular care este condus prin poarta N2 la intrarea de tact a numărătorului IC2. Acest numărător binar cu 14 trepte numără impulsurile de 50 Hz până când ieșirea sa Q14 devine „1" logic și blochează astfel poarta N2.

Tranzistoarele T3, T4 și T5 formează un detector de trecere prin nul care este comandat de asemenea de semnalul de 50 Hz. Dacă tensiunea alternativă trece prin nul, atunci tensiunea la colectorul lui T5 scade la potențialul masei pentru circa 100 µs. Acest impuls ajunge prin N1 la baza lui T1; el comandă poarta triacului și conectează lampa la trecerea prin nul a tensiunii alternative. Iluminatul se stinge din nou când ieșirea Q14 a lui IC2 trece în starea „1" logic după scurgerea a 3 minute. Acest timp este suficient pentru a parcurge drumul de la poarta grădinii la casă sau invers.

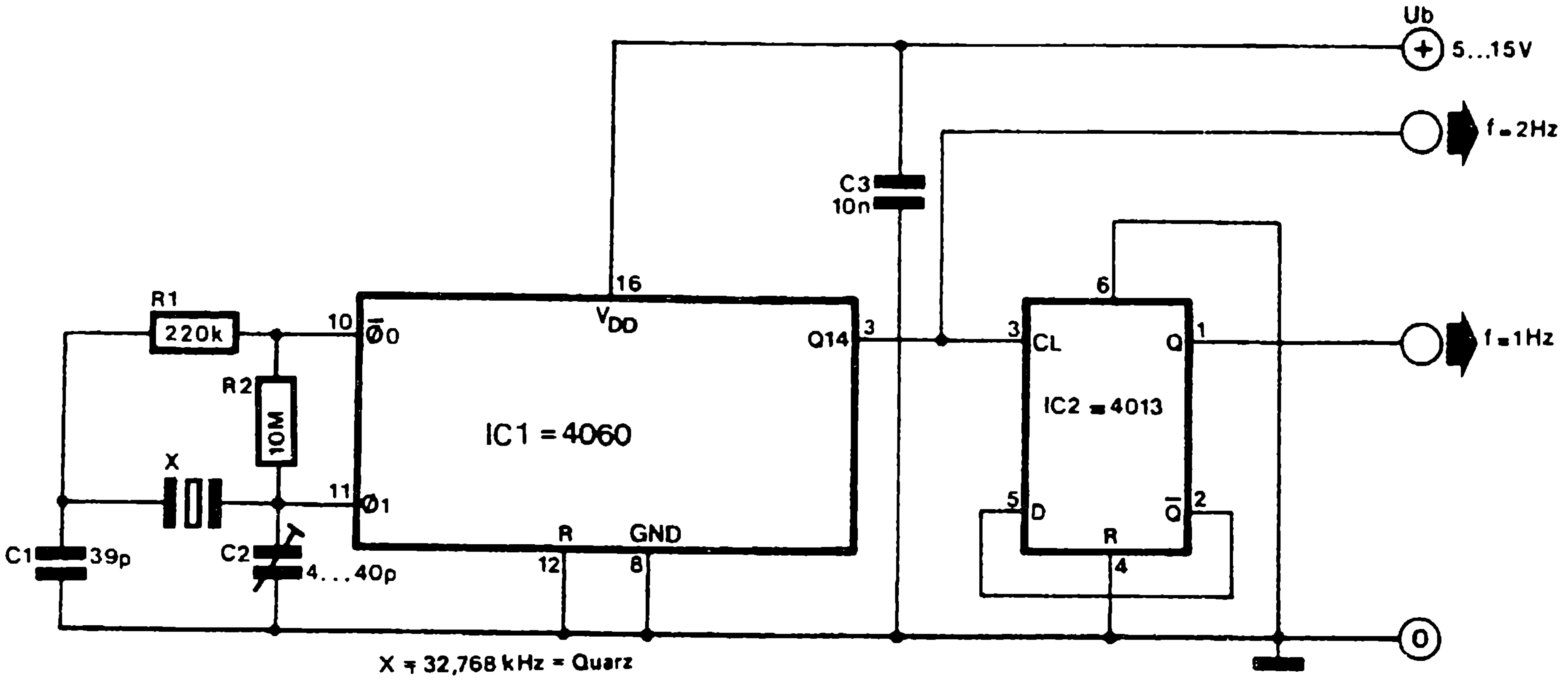
Pornirea numărătorului, și cu aceasta conectarea iluminatului, se face prin intrarea sa reset. Pentru ca numărătorul să poată porni, trebuie ca ambele intrări ale lui N4 să fie, pentru puțin timp, în „0" logic. O intrare a lui N4 este comandată de amplificatorul operațional IC1; tensiunea lui de ieșire depinde de lumina incidentă pe LDR. În cazul unei lumini suficiente, tensiunea de ieșire a lui IC1 este mare. Intrarea reset a lui IC2 se găsește atunci, independent de semnalul de la a doua intrare a lui N4, în starea „0" logic. Această stare se modifică abia atunci când se lasă întunericul. Numărătorul pornește imediat ce unul din cele două contacte Reed (S1, S2) se deschide și se închide din nou. Cu P1 se poate regla pragul de comutare al lui IC1.

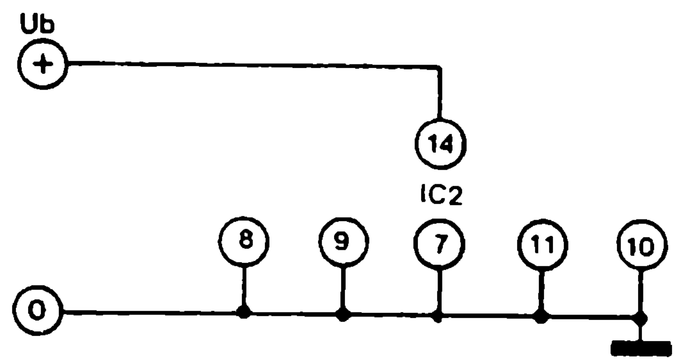
Conductoarele bifilare care leagă contactele releului Reed cu montajul pot avea o secțiune redusă; în schimb, conductoarele de alimentare ale lămpii trebuie să aibă secțiune mare, de exemplu 2,5 mm^2. Curentul absorbit de montaj când lampa este deconectată este de numai 100 ÷ 150 mA.

(B. E. Kerley)

221 Generator de 1 Hz

Din când în când în anunțuri sunt oferite ceasuri cu cristal de cuarț în miniatură. Frecvența de rezonanță a unor asemenea cristale este de circa 32,768 kHz. Deoarece această frecvență este o putere a lui 2 (2^{15}), din ea se poate deriva foarte ușor un semnal de tact de



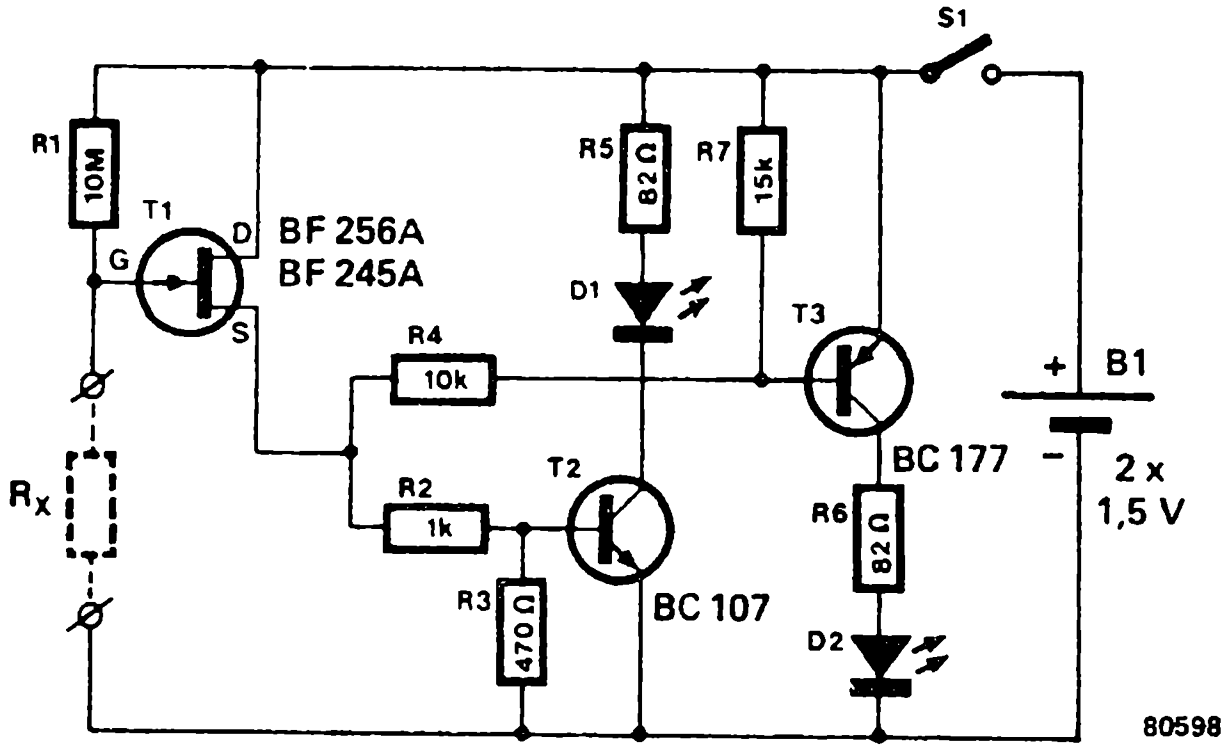


1 Hz.

Într-un circuit integrat de tipul 4060, alături de un numărător de 14 biți se găsește și un montaj oscilator. Aici se poate utiliza foarte bine ca bază de frecvență un ceas cu cristal de cuarț. Dacă se utilizează toate treptele de numărare ale circuitului integrat (2^{14} = 16384), atunci la ieșirea acestuia apare o frecvență de 2 Hz. Pentru a obține din acest semnal o frecvență de tact de 1 Hz, după circuitul 4060 a fost conectat un multivibrator (1/2 x 4013) care înjumătățește frecvența de bază. La ieșirea montajului se poate culege acum semnalul de 1 Hz. Generatorul furnizează o tensiune dreptunghiulară a cărei amplitudine este cuprinsă între 0 V și tensiunea de alimentare. Pentru reglarea aparatului se poate conecta la pinul 9 al circuitului integrat, de exemplu, un aparat de măsurat frecvențe și se reglează C2 astfel încât aparatul să indice o valoare de 32,768 kHz.

222 Indicator de continuitate

Cu acest aparat se poate verifica dacă între două puncte există sau nu o legătură galvanică. În cele mai multe cazuri se poate efectua o măsurare a rezistenței în domeniul ohmilor cu un multimetru, însă această metodă nu dă rezultatele scontate peste o anumită valoare, care nici nu este prea mare. Se pune deci întrebarea cum aflăm dacă este întreruptă o rezistență finală sau calea de curent. Indicatorul de continuitate poate da un răspuns aici, în special în cazul valorilor mari de rezistență. Aparatul descris indică o continuitate atunci când rezistența măsurată este cuprinsă între 0 și 5 MΩ; rezistențele de peste 5 M Ω sunt indicate ca întreruperi. Rezultatul măsurării este semnalat cu ajutorul a două LED-uri.



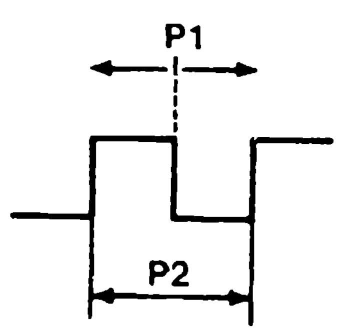
Așa cum se poate vedea în schema montajului, drena lui T1 (FET) este legată direct la polul pozitiv al sursei de alimentare (care constă din două baterii de 1,5 V); sursa este legată prin rezistențele R2 și R3 la polul minus. Legătura de verificat se conectează între minus și poartă. Deoarece un FET practic nu are curent de poartă, el fiind comandat prin tensiunea porții, pentru aparat este lipsit de importanță dacă legătura de verificat are o rezistență mare sau mică (în măsura în care nu este mai mare de 5 M Ω). Dacă pe această cale de curent există o întrerupere, atunci poarta are o tensiune de +3 V față de masă și T1 conduce. Astfel, tensiunea sursă este apropiată de tensiunea de alimentare și T2 este comandat iar LED-ul D1 luminează. Dacă rezistența legăturii de verificat este sub 5 M Ω, atunci tensiunea de poartă scade, iar FET-ul se comportă ca o rezistență mare. Prin aceasta scade și tensiunea pe sursă, iar T2 se blochează. Dimpotrivă, T3 primește un curent în bază și conduce, deci D2 luminează; D1 este stins.

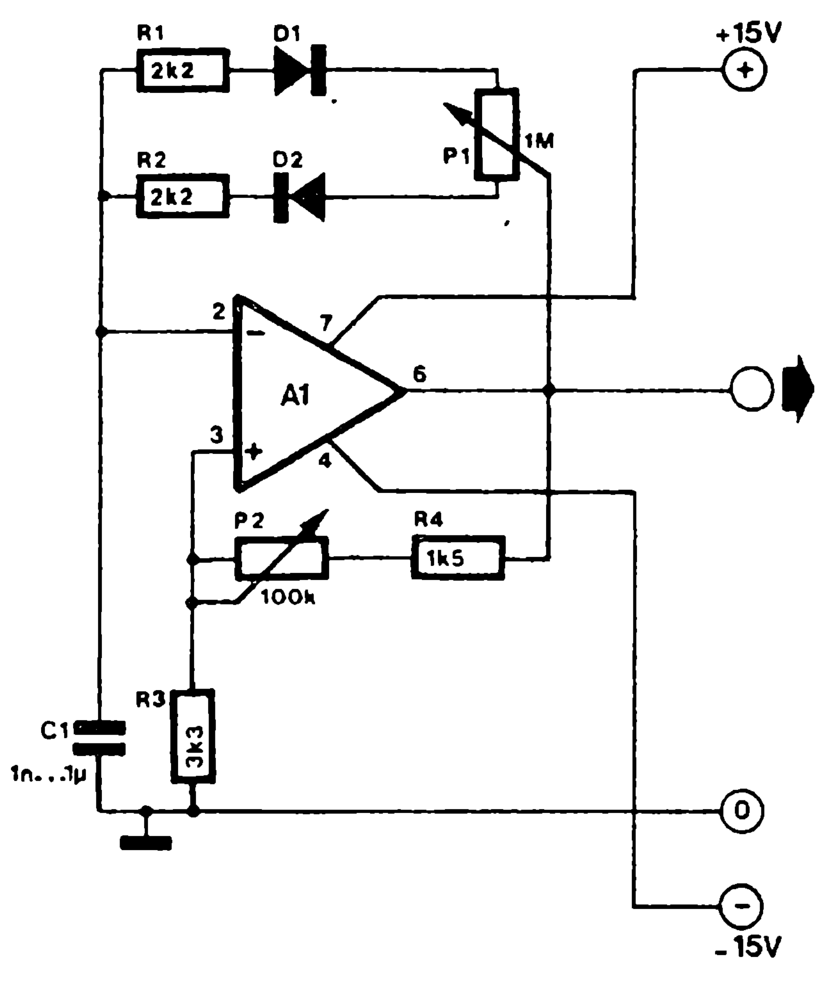
„Domeniul de măsură" al indicatorului de continuitate este determinat de valoarea lui R1. Cu valoarea dată aici, mărimea rezistenței recunoscute ca „trecere" este de circa 5 MΩ.

(M. S. Dhingra)

223 *Generator cu frecvența independentă de raportul impuls/pauză*

Sunt cunoscute multe variante de generatoare de impuls cu amplificatoare operaționale cu raport impuls-pauză reglabil. O variantă pare a lipsi totuși: un generator de impulsuri cu numai un singur amplificator operațional, la care raportul impuls-pauză poate fi reglat independent de frecvență.





D1,D2 = 1N4148
A1 = CA 3140/LF 356/LF 357

Condensatorul de la intrarea triggerului Schmitt (intrarea inversoare a amplificatorului operațional) se încarcă prin reacție inversă de la ieșire, la valoarea pragului superior de comutare. Triggerul Schmitt basculează, ieșirea amplificatorului operațional devine negativă, iar condensatorul se descarcă din nou până la pragul inferior de comutare. Raportul impuls-pauză poate fi reglat cu P1, deoarece se modifică constanta de timp RC de încărcare și descărcare a condensatorului. Condensatorul se încarcă pe de o parte prin P1, D2 și R2, descărcarea efectuându-se prin R1 și D1, iar pe de altă parte de la P1. Deoarece suma ambelor „părți" ale lui P1 este constantă, rămâne constantă și suma ambelor constante de timp și, cu aceasta, și frecvența rămâne independentă de raportul impuls-pauză reglat cu P1.

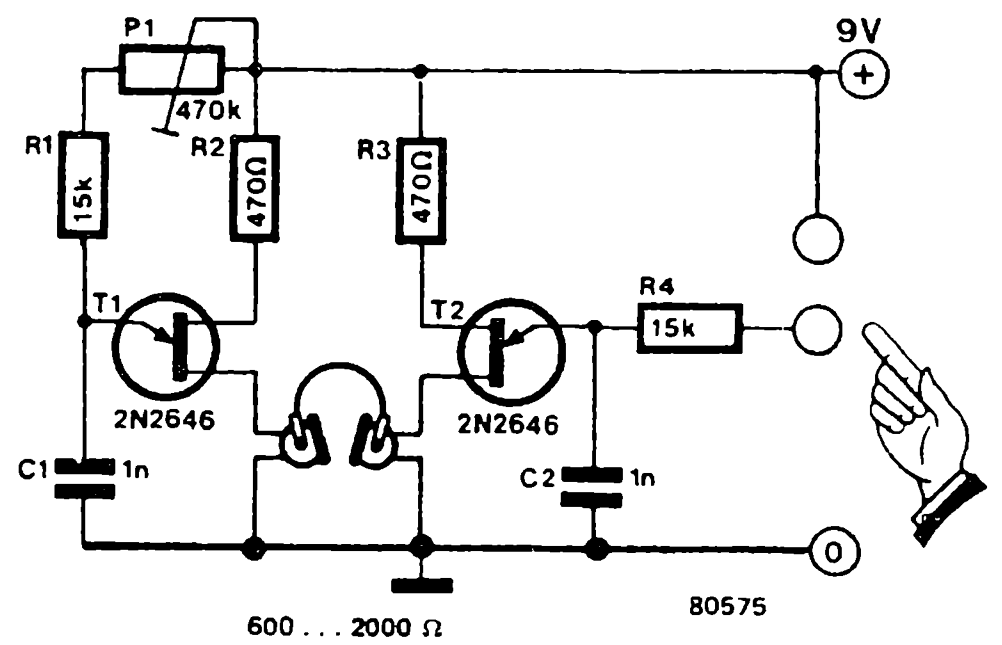
Reglajul frecvenței nu se realizează ca de obicei prin constanta RC, ci prin modificarea cu P2 a histerezisului triggerului (diferența între pragurile de comutare superior și inferior). Prin aceasta raportul impuls/pauză rămâne absolut constant la modificarea frecvenței și invers.

224 Biofeedback prin rezistența pielii

Acest montaj simplu face posibil un tip special de biofeedback. Principiul său stă la baza observației că rezistența pielii unei persoane depinde de măsura în care persoana respectivă este relaxată; rezistența pielii crește odată cu profunzimea stării de relaxare.

În montajul prezentat, rezistența pielii influențează frecvența oscilatorului construit cu tranzistorul unijoncțiune T2. Ambii electrozi, care au formă de inel, sunt aplicați la două degete ale unei mâini. Un difuzor face audibil sunetul a cărui înălțime este o măsură a stării de relaxare. Cu cât starea de relaxare este mai profundă, cu atât sunetul este mai jos.

Cel de al doilea oscilator, construit cu tranzistorul unijoncțiune T1, produce de asemenea un sunet. În acest caz se poate totuși regla înălțimea sunetului cu potențiometrul P1, la frecvența ce corespunde, la celălalt oscilator, celei mai profunde stări de relaxare. Dacă semnalele celor două sisteme sunt conduse separat la o cască stereo, atunci relaxarea maximă este atinsă atunci când sunetul din dreapta sună la aceeași înălțime cu cel din stânga.

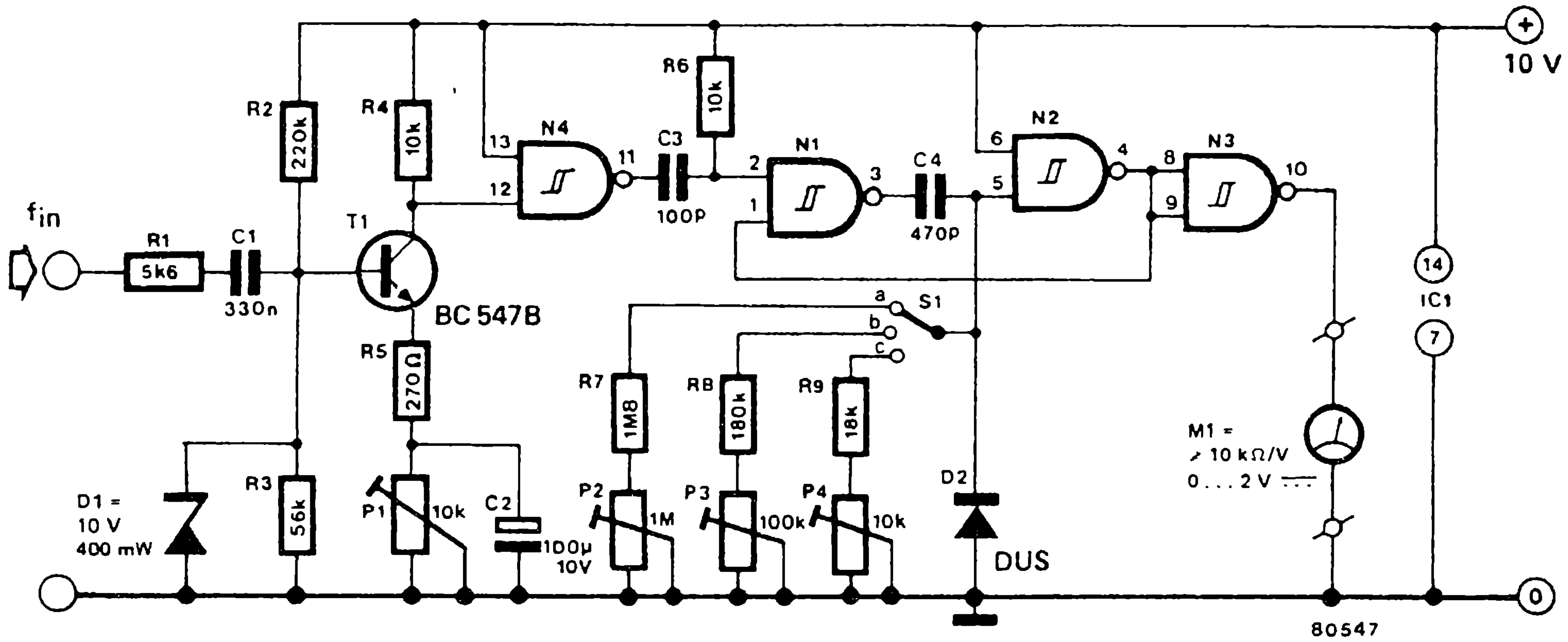


(S. Kaul)

225 Aparat de măsurare a frecvențelor audio

Atunci când, ca electronist, ești interesat în special de domeniul audio, un aparat de măsură comercial, oricât de bun ar fi el, rămâne neutilizat în mare parte, deoarece cele mai multe domenii de măsură sunt rezervate altor scopuri. Montajul simplu descris aici permite utilizarea unui voltmetru magneto-electric normal, cu o impedanță de 10 kΩ / V ca aparat de măsurare a frecvențelor în domeniul audio.

Semnalul de intrare este mai întâi amplificat de tranzistorul T1 (factor de amplificare circa 40) și ajunge apoi la triggerul Schmitt N4. La ieșirea triggerului Schmitt apare un semnal dreptunghiular, al cărui front negativ triggerează un multivibrator monostabil (N1 și N2). N3 inversează semnalul de ieșire al multivibratorului și alimentează aparatul de măsură, care lucrează în domeniul 2 V.



S1 a = f_{in} max = 200 Hz → 1 V/100 Hz
S1 b = f_{in} max = 2 kHz → 1 V/1 kHz
S1 c = f_{in} max = 20 kHz → 1 V/10 kHz

N1 . . . N4 = IC1 = 4093 B

20 Hz ⩽ f_{in} ⩽ 20 kHz

$U_{in\ min}$ ≃ 100 mV

Comutatorul S1 servește la selectarea unuia din cele trei domenii de măsură disponibile (200 Hz; 2 kHz și 20 kHz). Acordul pentru fiecare domeniu de măsură se face, separat pentru fiecare domeniu de măsurare, cu ajutorul a trei potențiometre P2, P3 și P4 și al unui generator sinusoidal.

Cu ajutorul lui P1 se poate regla aparatul la sensibilitatea maximă. Acest potențiometru modifică punctul de lucru al lui T1 și, cu aceasta, tensiunea de intrare pentru N4. Sensibilitatea maximă rezultă atunci când, în stare de repaus, tensiunea de intrare a lui N4 se găsește exact „la mijloc" între cele două praguri de comutare.

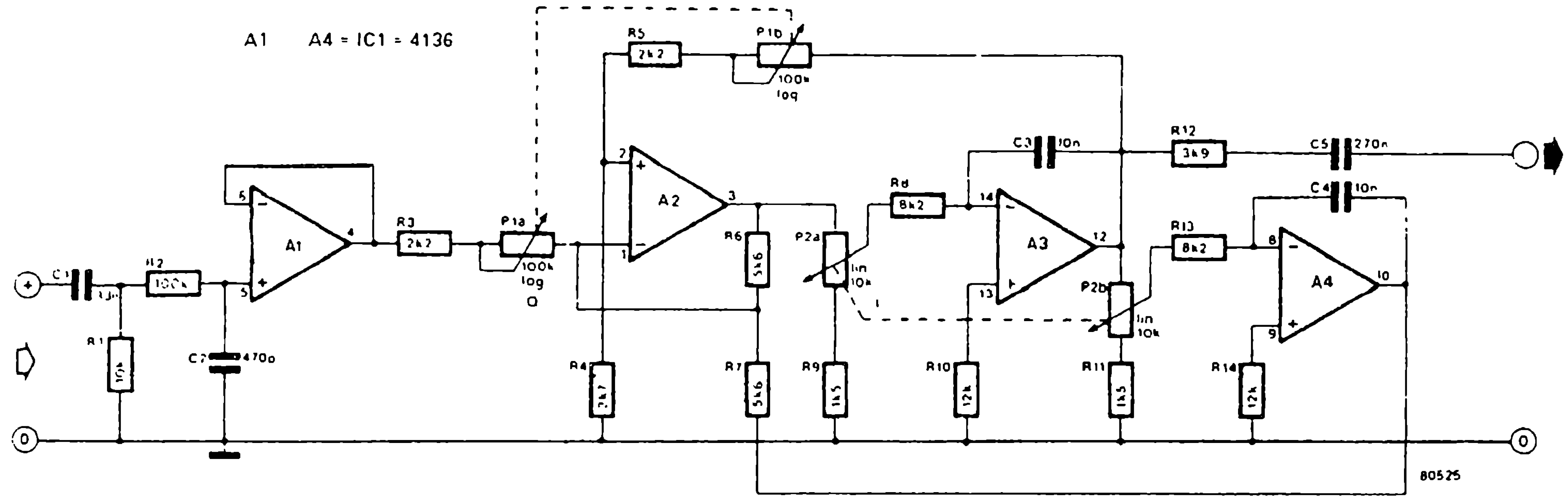
Pentru tensiuni de până la 1/4 V_{VV}, impedanța de intrare a aparatului este de circa 25 kΩ. La tensiuni mai mari, dioda Zener D1 comută, și impedanța de intrare scade la circa 5 kΩ. Ca urmare a acestei măsuri de protecție, valorile de vârf de până la 50 V încă nu sunt periculoase pentru aparat.

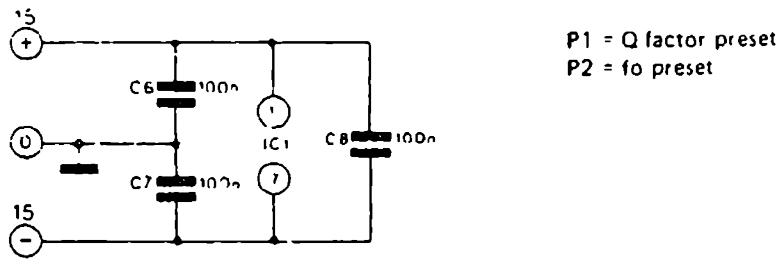
Montajul lucrează cu o abatere mai mică de 2%, astfel încât precizia de măsură depinde practic numai de calitatea aparatului utilizat.

226 *Filtru*

Multe receptoare universale și radioreceptoare ieftine prezintă o bandă largă care a fost selecționată pentru necesitățile recepției și care este prea mare pentru un radioamator. Receptoarele cu bandă îngustă și în special receptoarele cu lățime de bandă reglabilă nu fac parte din clasa aparatelor ieftine. „Bun" și „ieftin" par a nu se împăca împreună.

Dacă se dorește totuși ascultarea stațiilor de amatori pe cât posibil sărace în perturbații (SSB și CW), atunci filtrul de bandă audio descris aici poate diminua vizibil zgomotele perturbatoare. Pentru aceasta este necesar un așa-zis filtru „variable-state". Este vorba de un filtru de bandă a cărui frecvență medie și lățime de bandă sunt reglabile. Dacă se conectează acest montaj înaintea amplificatorului JF disponibil, atunci zgomotele apropiate perturbatoare pot fi în mare măsură atenuate. Premisa este ca filtrul să fie acordat cât mai precis posibil pe frecvența audio a semnalului recepționat. În comparație cu un receptor de bandă îngustă, metoda utilizării acestui filtru este doar un mijloc auxiliar, însă rezultatul practic este absolut îmbucurător. Schema montajului prezintă un filtru conceput în acest scop. Deja circuitul de intrare, format din C1, C2, R1 și R2, constituie un filtru trece-bandă, ale cărui frecvențe de 6 dB se găsesc cuprinse între 500 Hz și 3400 Hz. A1 are rolul de adaptor de impedanță între





Lista de componente

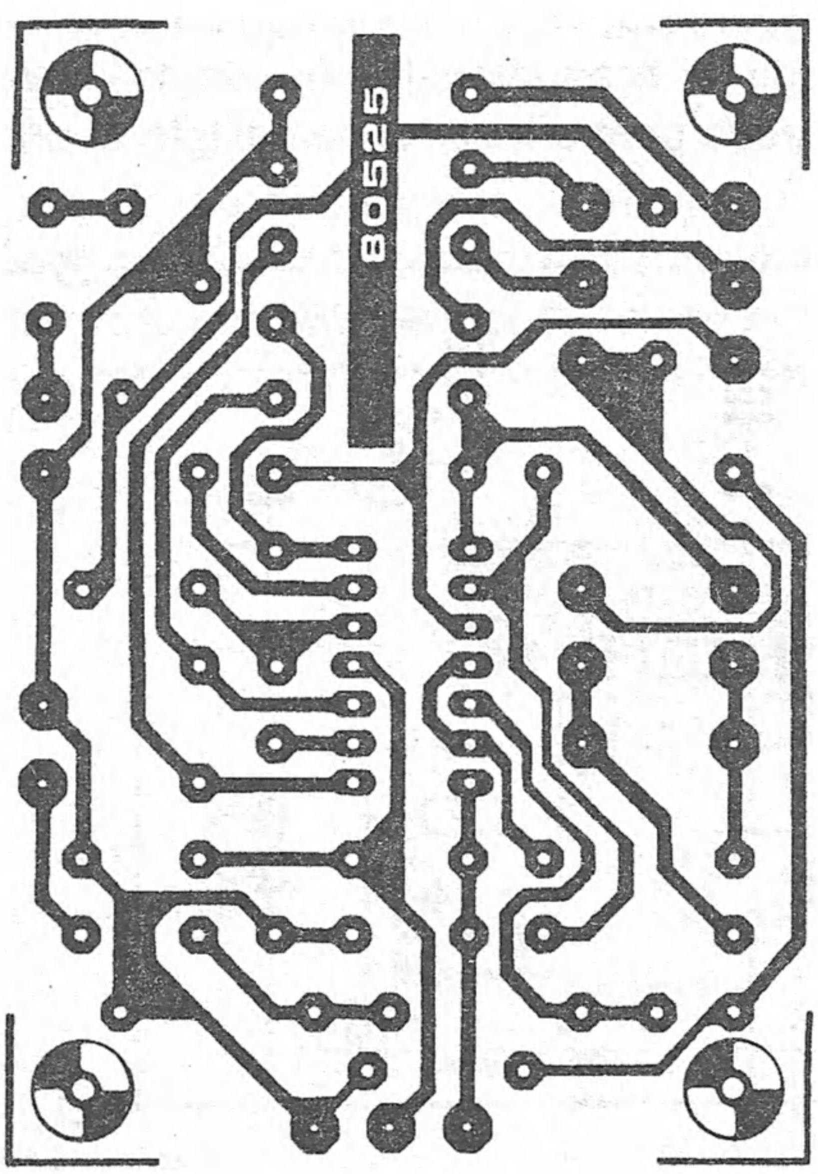
filtrul de intrare și filtrul „variable-state" care este construit cu A2, A3 și A4. Cu ajutorul lui P1 se poate regla factorul de calitate al filtrului Q și, cu aceasta, lățimea benzii (domeniu: Q = 1 ... 50). Cu P2 se poate stabili frecvența mijlocie a filtrului într-un domeniu cuprins între 200 Hz și 2 kHz. La o reglare corespunzătoare a acestor două potențiometre se poate selecta, prin filtrare, un anumit domeniu de frecvență din întregul spectru audio.

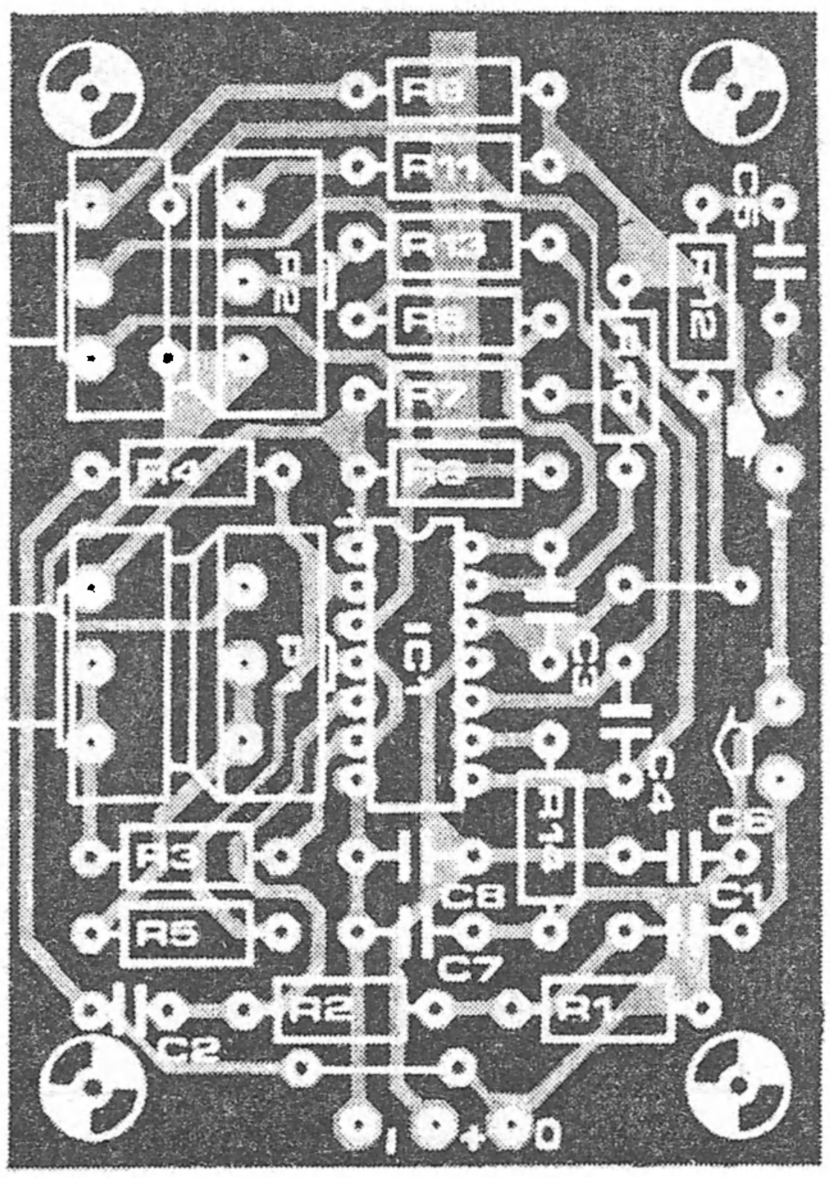
Deoarece comerțul cu receptoare universale și cu radioreceptoare ieftine pare să atingă o

Rezistențe
R1 = 10 k
R2 = 100 k
R3, R5 = 2k2
R4 = 2k7
R6, R7 = 5k6
R8, R13 = 8k2
R9, R11 = 1k5
R10, R14 = 12 k
R12 = 3k9

Condensatoare
C1 = 33 n
C2 = 470 p
C3, C4 = 10 n
C5 = 270 n
C6, C7, C8 = 100 n

Diverse
IC1 = A1 ... A4 = 4136
P1 = 2 x 100 k log
P2 = 2 x 10 k lin





cifră mare de afaceri, am conceput o mică placă pentru potențialii interesați. Filtrul construit rămâne foarte compact deoarece cele 4 amplificatoare operaționale sunt cuprinse într-un singur circuit integrat 4136. Pentru alimentare sunt necesare două tensiuni de alimentare (2 x 15 V). Curentul absorbit este doar de câțiva mA.

227 *Filtru CW*

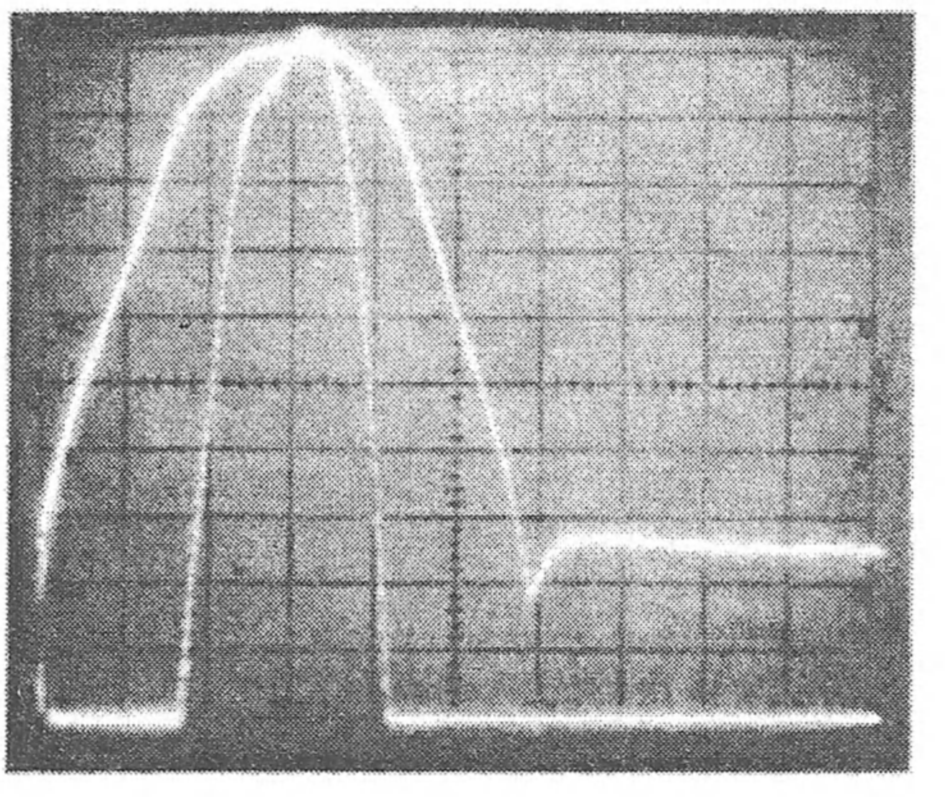
Pentru un filtru de recepție CW (telegrafie cu undă purtătoare nemodulată) se impun următoarele cerințe:

1. Intervalul de trecere trebuie să fie suficient de îngust pentru a se reduce perturbațiile QRM, dar totuși nu atât de îngust încât deriva receptorului să devină o problemă. Filtrele din comerț prezintă de cele mai multe ori o lățime de bandă de 500 Hz (–6 dB) și o atenuare a semnalului de circa 60 dB la o frecvență de 1 ... 2 kHz.

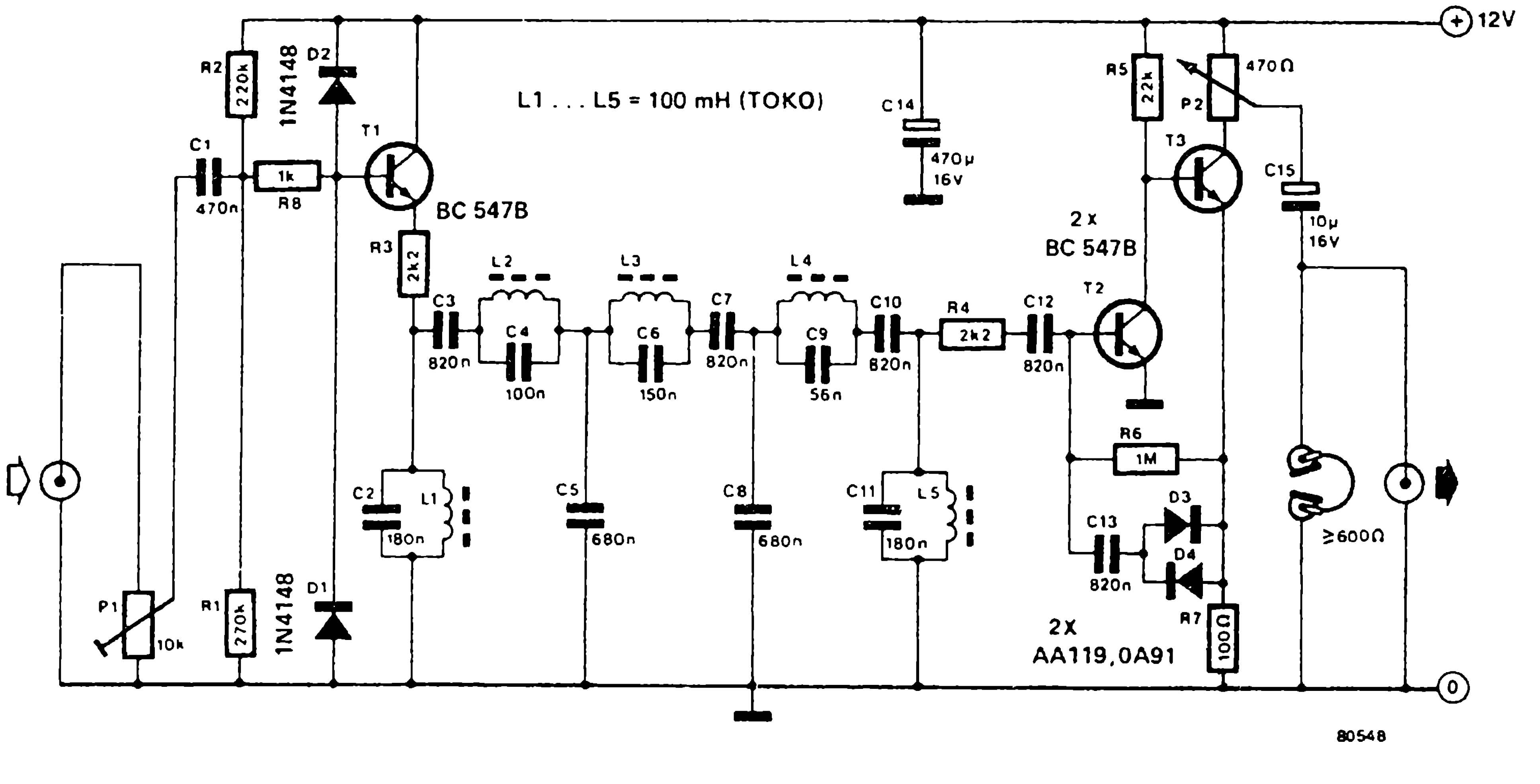
2. În gama de trecere filtrul trebuie să lucreze liniar cu faza. Semnalele CW furnizate de cele mai multe receptoare sunt insuficient filtrate, astfel încât un filtru conectat după receptor poate avea tendința de a oscila. Un filtru constând doar dintr-un singur circuit nu este adecvat acestui scop deoarece, din cauza selectivității dorite, este necesar un factor de calitate foarte bun.

3. Filtrul trebuie să fie ușor de reprodus și pe cât posibil să nu necesite acord, în timp ce costurile trebuie să rămână suportabile.

Aceste cerințe sunt îndeplinite aici prin faptul că frecvența de trecere a filtrului este joasă (600 Hz). Toleranțele elementelor constructive sunt mai puțin importante ca la o frecvență de trecere mai înaltă. Ca elemente ce determină



frecvența sunt mai potrivite circuitele LC decât cele RC. La circuitele LC dependența de frecvență este, după cum se știe, proporțională cu radical din LC, în timp ce la combinațiile RC ea este direct proporțională cu valorile acestora. Deoarece pentru factorul de calitate al bobine-



lor nu se impun cerințe prea mari, pot fi utilizate inductanțele mici existente în comerț.

Intensitățile câmpului pot diferi mult de la stație la stație. Deoarece banda receptorului este de cele mai multe ori mai largă decât o lățime de bandă CW, iar reglarea amplificării (AVR, AGC) reacționează la suma semnalelor, semnalul de ieșire al receptorului poate fi instabil. Din acest motiv, deja la intrarea filtrului are loc o limitare a semnalului cu D1 și D2, în timp ce limitarea logaritmică cu D3 și D4 are rolul de a proteja auzul.

Atenuarea frecvenței-imagine audio rămâne nulă, ea fiind posibilă doar atunci când semnalul intermediar al receptorului este supus unei prelucrări speciale. Pentru decodificarea semnalelor CW cu un microcalculator, este indispensabil un filtru ca acesta. Din această cauză este necesară completarea sa cu o interfață simplă.

Fotografia arată caracteristica de trecere a filtrului, a cărui frecvență mijlocie, așa cum s-a menționat deja, este de 600 Hz. Scara pe verticală a curbei înguste este de 1 dB/div., iar la curba largă este de 10 dB/div., în timp ce pe orizontală a fost aleasă pentru ambele cazuri o scară de 200 Hz/div.

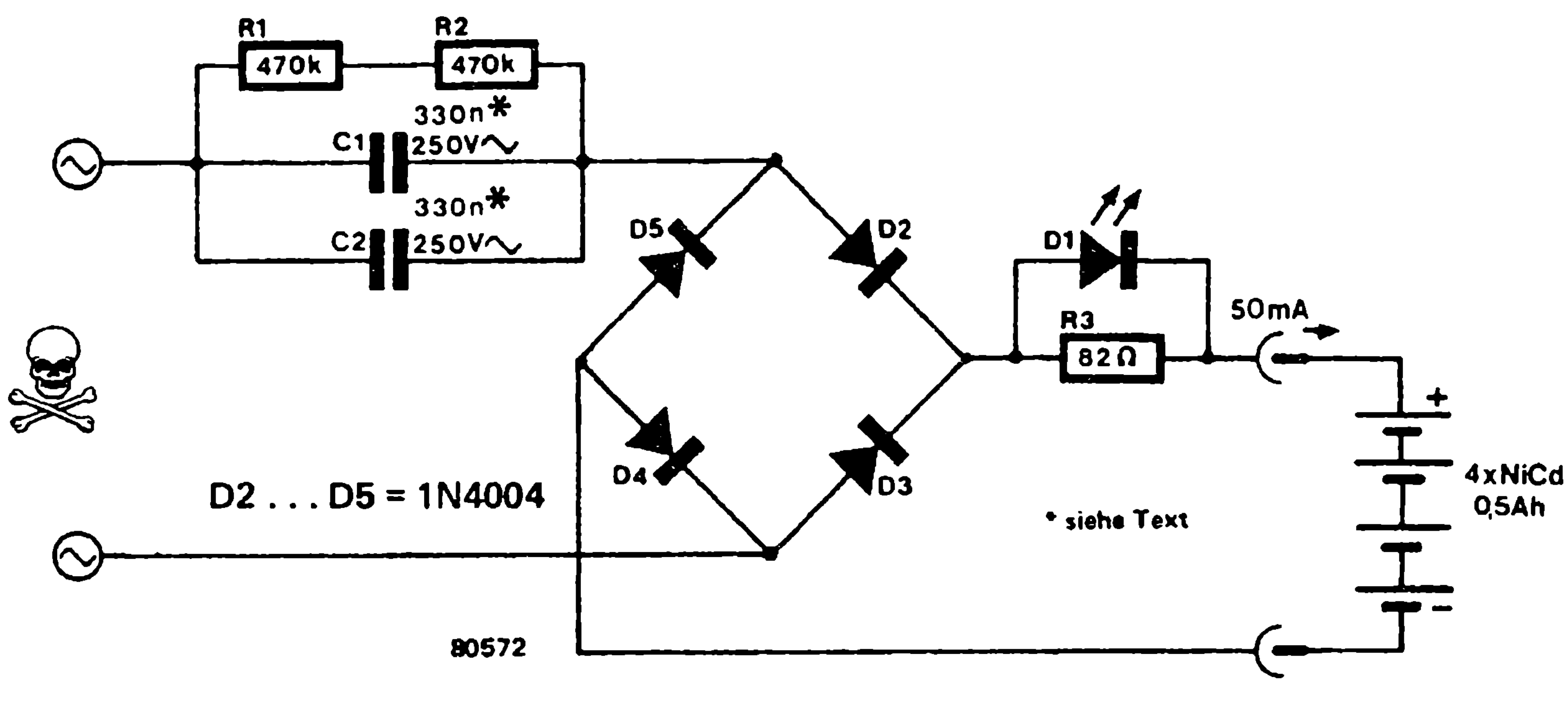
228 *Aparat pentru încărcat acumulatoare NiCd*

Prin scăderea continuă a prețurilor miniacumulatoarelor NiCd, apare un raport tot mai mare între prețul acestora și cel al aparatului de încărcare aferent. Montajul de față rezolvă această problemă: o posibilitate ieftină de încărcare a patru miniacumulatoare și, în plus, un randament ridicat și o curbă de încărcare plană. La această caracteristică de încărcare rezultă practic un curent de încărcare constant.

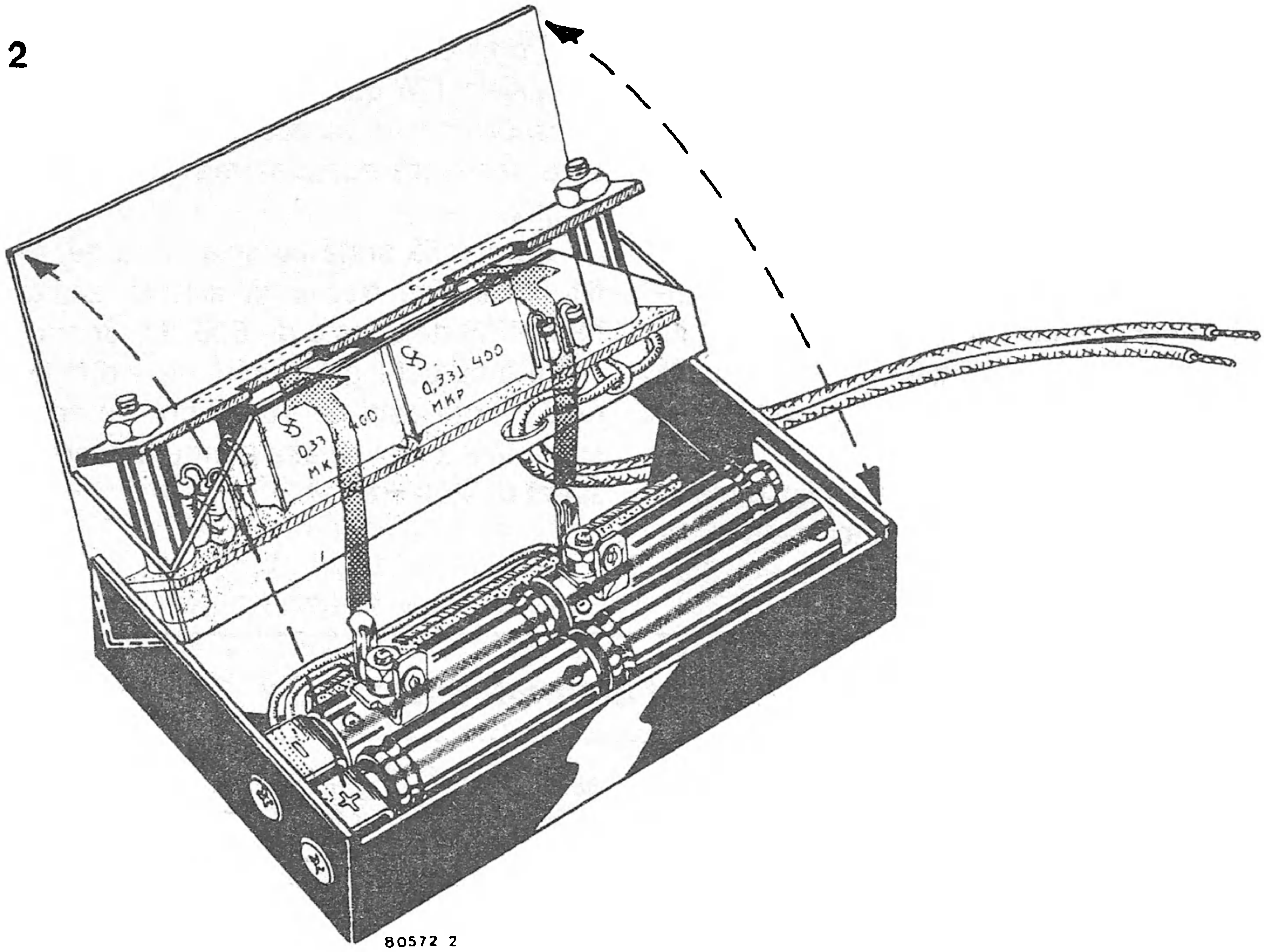
Aparatul nu necesită transformator. În locul acestuia, în circuitul de c.a., se găsește un condensator robust care are rolul de a limita curentul de încărcare la valoarea dorită (o zecime din capacitatea acumulatoarelor, deci 50 mA). Pentru a obține capacitatea corectă, au fost conectate două condensatoare în paralel. Redresorul este constituit din patru diode conectate în punte. Cu aceasta aparatul de încărcare este gata – în principiu. Mai sunt prevăzute două rezistențe (R1 și R2) și un LED. LED-ul oferă posibilitatea de a controla dacă curentul circulă sau nu; rezistențele au fost prevăzute din motive de siguranță; la deconectarea alimentatorului, condensatoarele se pot descărca prin rezistențe. Siguranța se află pe primul plan deoarece părțile conducătoare sunt legate direct la rețea!

Din acest motiv construcția trebuie executată cu o grijă deosebită. Aparatul trebuie introdus în partea rabatabilă a unei cutii, astfel încât să nu fie posibilă atingerea părților conducătoare. Partea cu acumulatoarele NiCd are două știfturi de contact care la închiderea carcasei să realizeze contactul. În acest mod se evită eventualele accidente la schimbarea acumulatoarelor. Pentru o mai bună înțelegere,

1



2



ambele contacte au fost desenate în schema montajului.

Rezistența la tensiune a condensatoarelor C1 și C2 trebuie să fie de minimum 250 V c.a. Atunci când pe condensator este dată doar rezistența la tensiunea continuă (numai o indicație, fără nici un simbol sau cu simbolul „–"), trebuie să ne convingem, cu ajutorul unui catalog, că rezistența la tensiune alternativă este de cel puțin 250 V. Atenție! Există o serie de condensatoare cu folie ce rezistă până la 400 V la tensiune continuă, însă numai până la 200 V sau chiar 160 V la tensiune alternativă.

(C. W. Brederode)

229 *Clopoțel de ușă sensibil*

Un clopoțel de ușă mecanic, de modă veche, are o serie de avantaje în comparație cu cele mai multe variante electronice. El dă, acustic, diferite informații despre acela care stă în fața ușii și cere permisiunea de a intra. În funcție de temperamentul vizitatorului, clopoțelul sună mai tare sau mai încet, scurt sau lung, cu întreruperi sau continuu. Aceste aspecte nu au fost neglijate la soneria modernă comandată prin microprocesor.

Dacă se dă importanță și astăzi unor asemenea însușiri, atunci există două posibilități. Prima: să cutreierăm magazinele de antichități și bazarurile în căutarea unui clopoțel de ușă original. Dacă avem noroc în această căutare, atunci montarea lui nu este dificilă, deoarece nu necesită energie electrică. A doua posibilitate este o sonerie electronică – care să fie sensibilă la modul de apăsare.

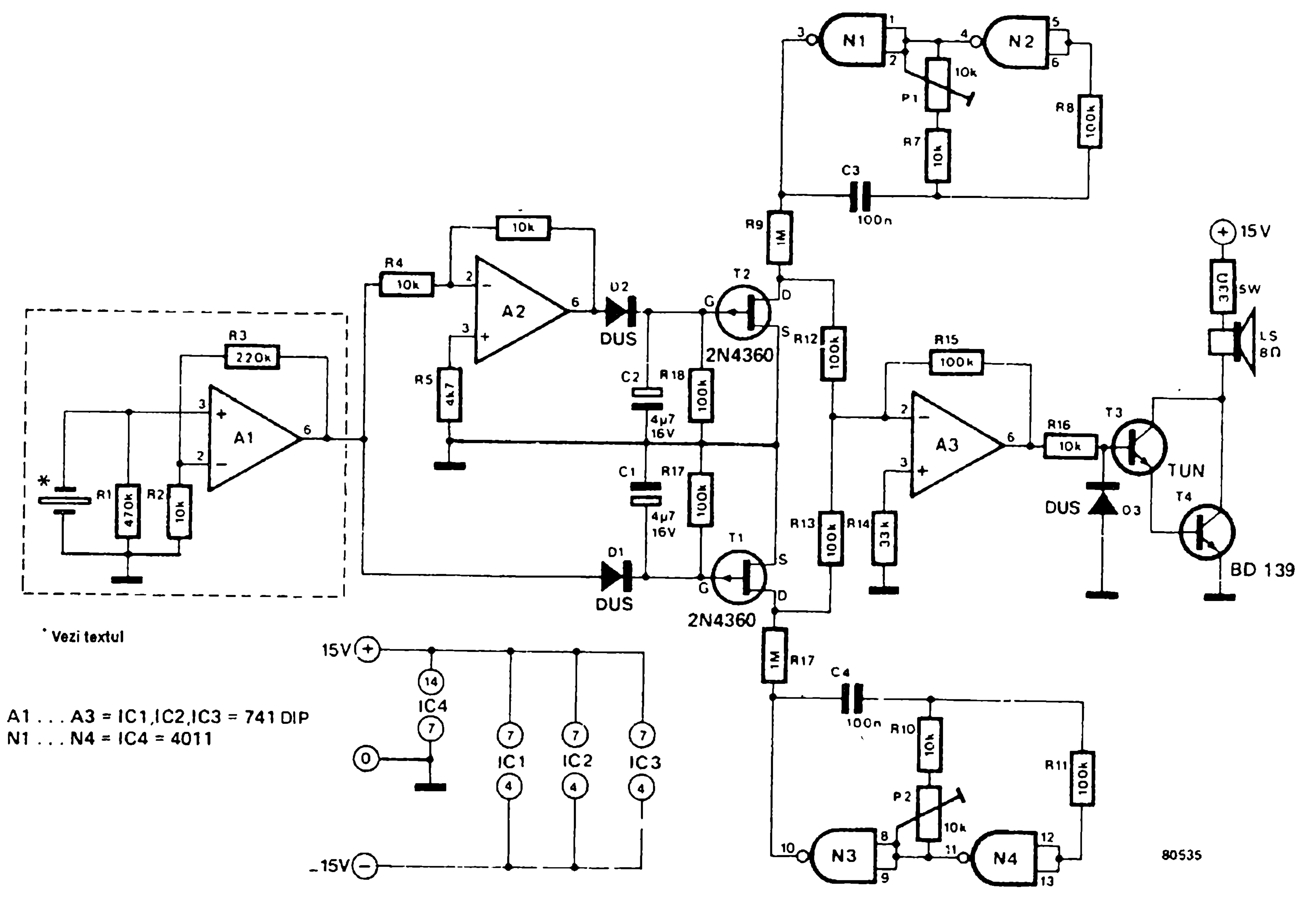
Cel mai important element la această sonerie sensibilă este butonul, un element piezoelectric dintr-un traductor de ultrasunete. Un

asemenea element se deformează la aplicarea unei tensiuni sau, invers, furnizează o tensiune atunci când este deformat. Ca buton de sonerie, elementul piezoelectric produce două impulsuri de tensiune: primul la apăsare, iar al doilea la eliberare. Înălțimea vârfului de tensiune depinde de presiune; timpul dintre cele două impulsuri dă durata semnalului sonor.

Este evident că o sonerie simplă „bing-bang" trebuie comandată de elementul piezoelectric astfel încât să varieze atât intensitatea sonoră cât și pauza între „bing" și „bang". Așa cum se vede în figură, montajul nu este complicat. Semnalul produs de elementul piezoelectric este mai întâi amplificat de A1. Deoarece elementele piezoelectrice au o rezistență ohmică mare, este cel mai bine ca A1 să fie înglobat în butonul soneriei. Ieșirea cu rezistență ohmică redusă a lui A1 poate fi legată la restul montajului împreună cu conductoarele de alimentare printr-un cablu cu patru fire. În afară de semnalul provenit de la A1, ne stă la dispoziție și semnalul inversat de A2, astfel încât atât apăsarea cât și eliberarea butonului produc câte un impuls pozitiv. Impulsurile servesc la formarea semnalului modulator care, prin T1 și T2, modulează amplitudinile lui „bing" și „bang". Înălțimea sunetelor produse de cele două oscilatoare care sunt construite cu câte două porți ale unui circuit integrat 4011 poate fi reglată cu P1 și P2. Soneria este completată de un amplificator simplu.

Alte câteva observații: amplificatorul final de joasă frecvență este preferabil să fie alimentat separat, de exemplu de la tensiunea redresată a transformatorului soneriei. Alimentarea dublă de 15 V trebuie să furnizeze în acest caz doar câțiva miliamperi. Dacă după instalare se constată că soneria produce succesiunea „bang-bing" în loc de „bing-bang", înseamnă că trebuie să inversăm bornele elementului piezoelectric. Elementul piezoelectric trebuie scos cu multă grijă din carcasa originală. După ce se lipesc direct sârmele de conexiune, el trebuie protejat cu o rășină epoxidică.

(W. v. Dreumel)



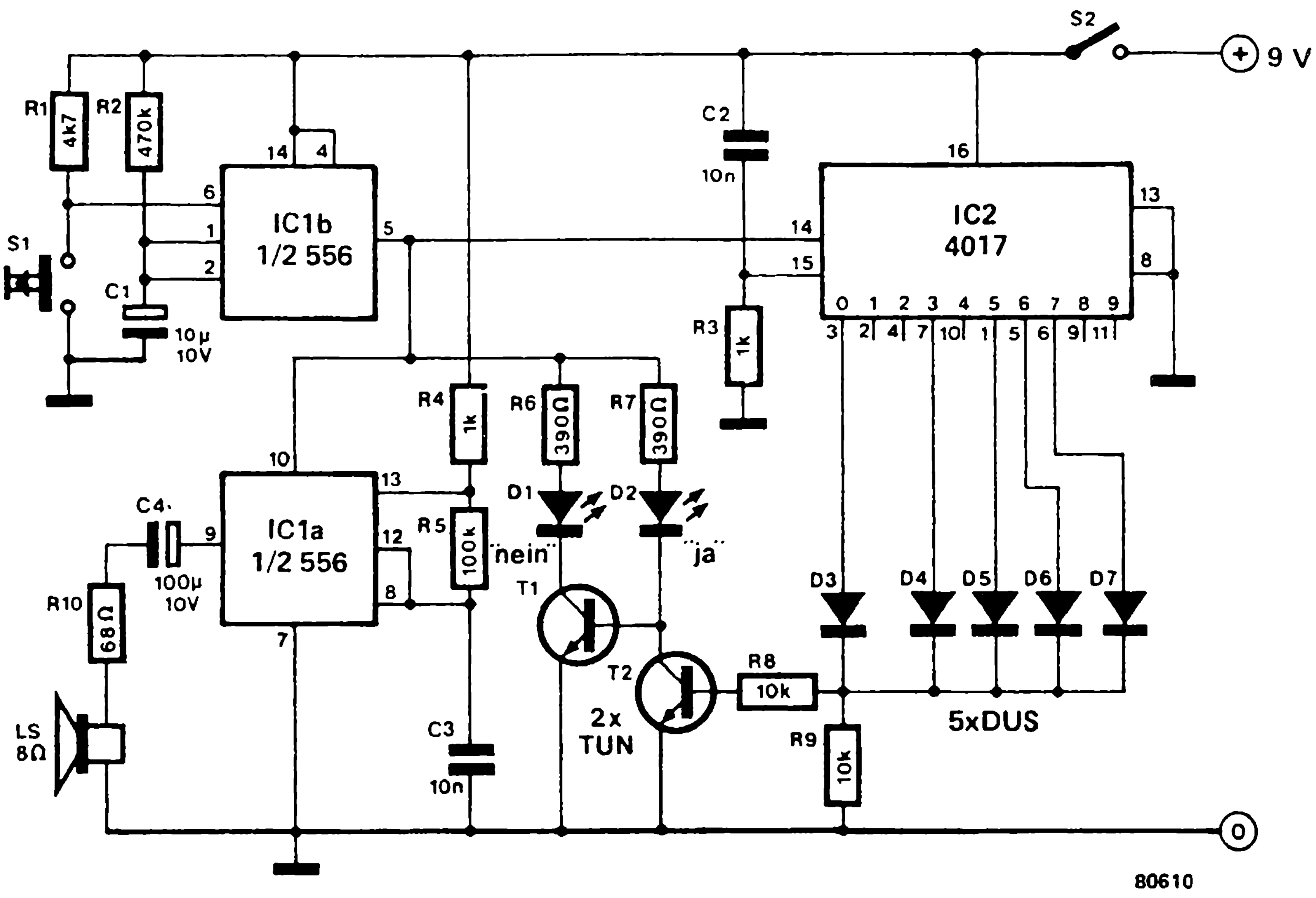
230 Oracol

Despre renumitul „oracol din Delfi“ ați auzit cu siguranță câte ceva. Ca la multe asemenea prognoze de viitor, apare chiar și acolo suspiciunea că s-a prezis tocmai ceea ce se dorea să se întâmple. Oracolul nostru nu trebuie luat prea în serios. Mai degrabă este de ajutor, în acest caz, norocul sau mai bine spus gluma, deoarece constructorul acestui montaj cunoaște deja răspunsul (da sau nu) la întrebarea pe care o aruncă în cercul de prieteni.

Jocul electronic descris aici furnizează o serie de răspunsuri „da” și „nu” care sunt semnalate prin două LED-uri. Bineînțeles, numai cel care pune întrebarea cunoaște succesiunea răspunsurilor. După fiecare întrebare se apasă pe butonul S1. Prin aceasta se triggerează un regulator de timp construit cu o jumătate a lui IC1 și care produce un impuls cu o durată de circa 4 ÷ 5 s. Prin modificarea valorilor lui R2 și C1 se poate modifica durata impulsurilor, în cazul în care se dorește acest lucru. Odată cu frontul crescător al impulsului, numărătorul IC2 comută un pas mai departe; concomitent semnalul activează un oscilator construit cu cea de a doua jumătate a lui IC1. Acest oscilator furnizează un semnal acustic printr-un difuzor, semnal care este audibil pentru cei din jur și care atestă de fapt că se poate face următoarea apăsare pe buton.

Semnalele de ieșire ale lui IC2 ajung prin diode la o pereche de tranzistoare și la două LED-uri care se aprind corespunzător răspunsului. T2 conduce atunci când una din ieșirile numărătorului, care sunt legate la diode, este în starea „1” (nivel înalt de tensiune), iar T1 este blocat; LED-ul D2 se aprinde și semnalizează cuvântul „da”. Indicația rămâne atâta timp cât ieșirea lui IC1b este în starea „1”. Dacă una din ieșirile neocupate ale lui IC1 comută pe starea „1”, atunci T2 se blochează. Acum conduce T1, iar D1 indică faptul că răspunsul este „nu”.

În cazul montării numărătorului ca în figură, seria celor 10 răspunsuri sună astfel: „da”, „nu”, „nu”, „da”, „nu”, „da”, „da”, „da”, „nu”, „nu”. Această succesiune poate fi modificată prin schimbarea aranjamentului de diode; de asemenea se pot îndepărta sau adăuga diode. După scurgerea unui ciclu, numărătorul începe de la capăt.



Observație: condensatorul C2 și rezistența R3 servesc la producerea unui semnal de reset pentru numărător la conectarea aparatului. Prin aceasta primul ciclu constă doar din nouă răspunsuri. În montajul descris, primul răspuns este „nu", acesta fiind cel de al doilea răspuns din seria prezentată mai sus.

231 *Trei într-o serie*

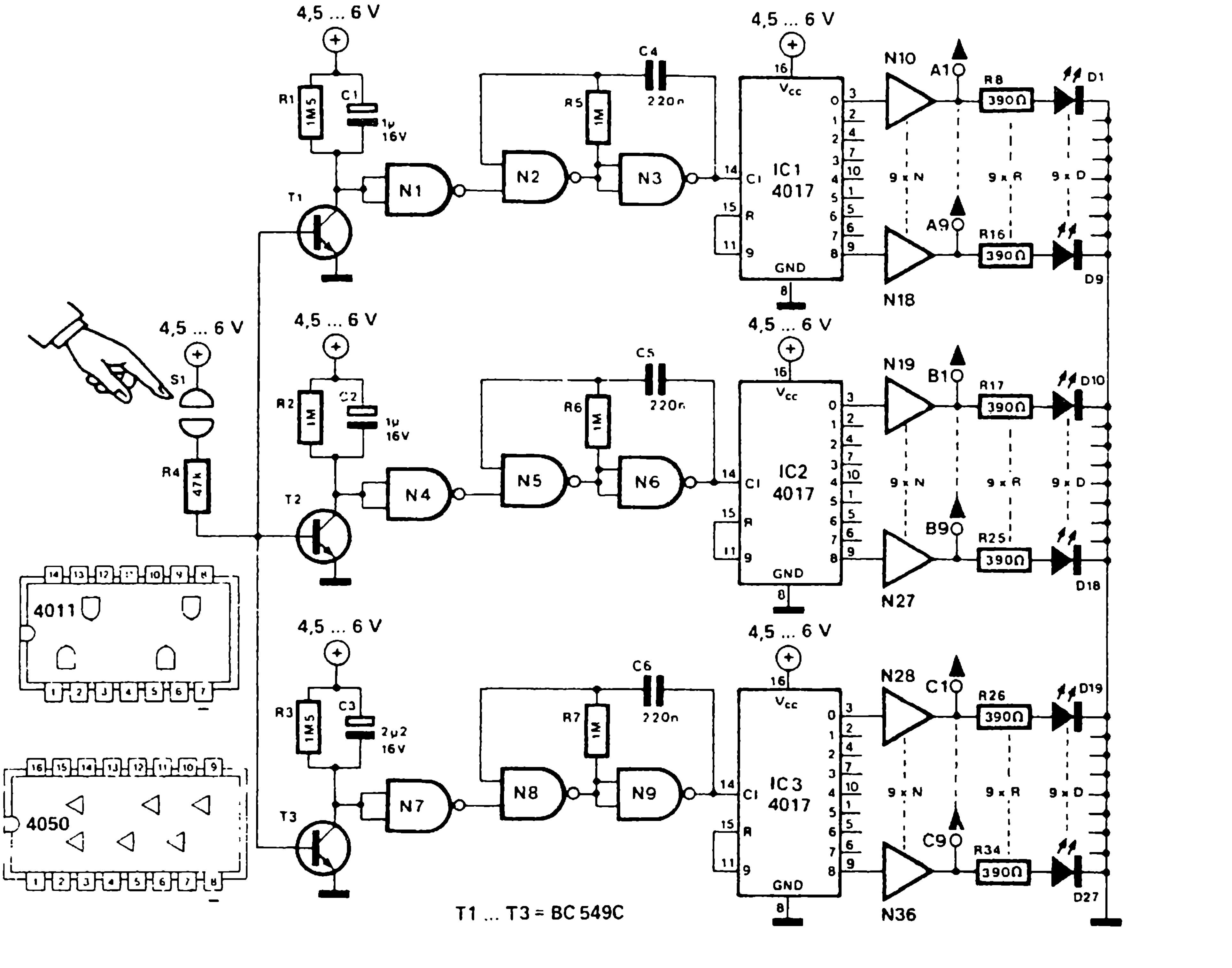
Acest mic joc, o variantă de „Jackpot", este cunoscut sub diferite denumiri. Aparatele aferente sunt denumite adeseori „pungași" sau „bandiți ciungi". Sunt jocuri automate care se găsesc în aproape orice restaurant: se aruncă o monedă înăuntru, se trage de o manetă sau se apasă pe un buton și deja v-ați pierdut banii. Câștigurile grase care se pot obține aici par, în mod curios, a fi mereu rezervate altora.

Cu acest aparat „trei într-o serie", fiecare poate, acasă, în toată liniștea, să-și încerce îndemânarea cu acest joc de noroc. Montajul are în total 27 LED-uri ordonate în trei șiruri de câte nouă. Cel mai bine, se aranjează șirurile unul sub altul și se numerotează diodele de la 1 la 9. După o apăsare pe buton (sau, ca aici, pe un senzor de atingere) se aprind câteva LED-uri în fiecare șir. Dacă, întâmplător, trei LED-uri poartă același număr, atunci aparatul reacționează la câștig cu un sunet de mașină de încasat.

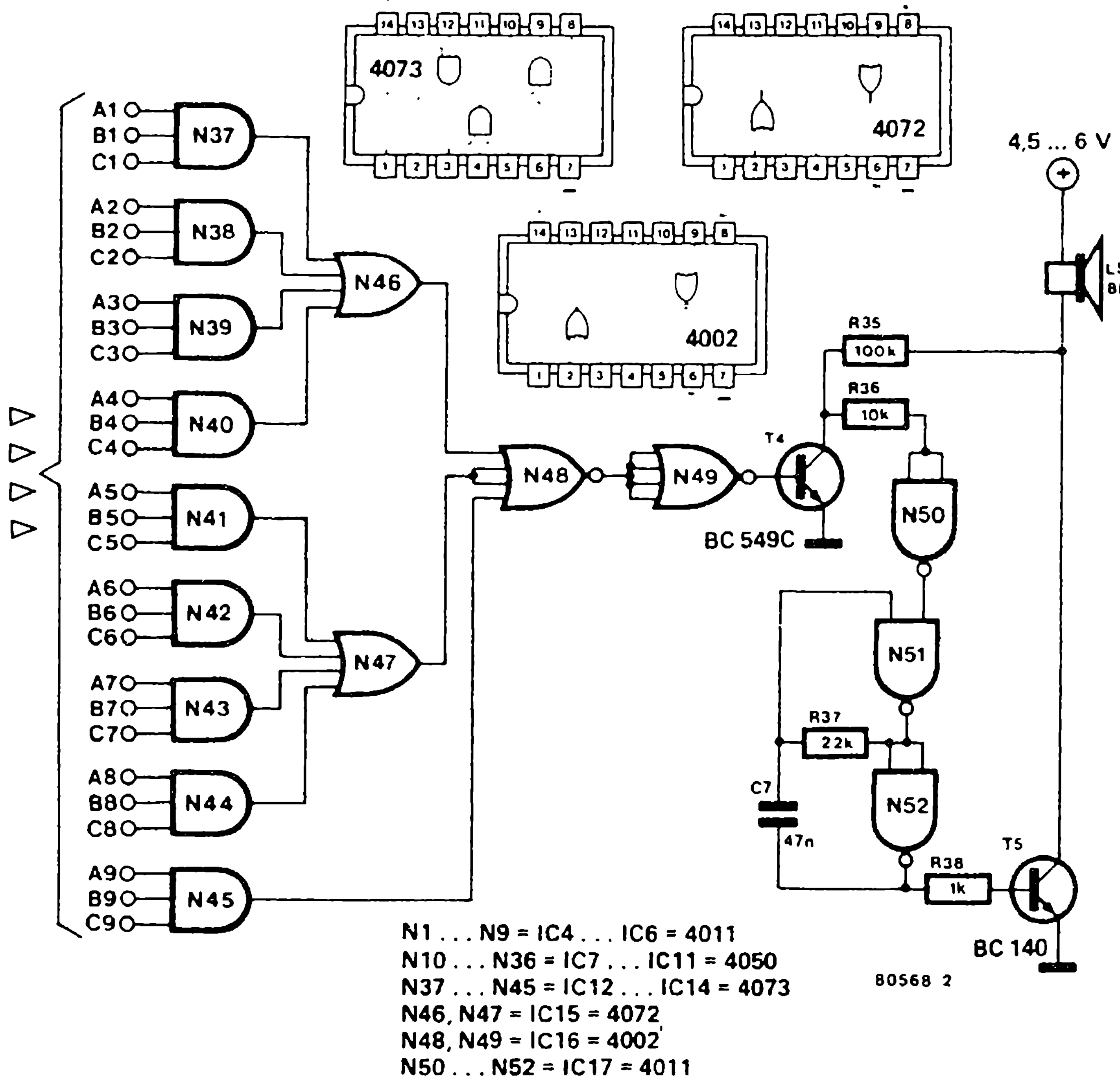
Cu toate că montajul arată destul de complicat, modul de lucru este foarte simplu. Dacă se atinge senzorul S1, atunci tranzistoarele T1, T2 și T3 trec în starea de conducție, iar oscilatoarele N2/N3, N5/N6 încep să oscileze. Cu aceasta, cele trei numărătoare zecimale de tipul 4017 (IC1, IC2, IC3) primesc un semnal de tact.

La ieșirile 0 ... 9 ale numărătorului apar

1



2



acum, succesiv, câte un „1" logic. Fiecare ieșire (cu excepția ieșirii 9, care produce semnalul reset pentru numărător) este legată cu un buffer, cu o rezistență serie, sau cu o rețea de LED-uri. Din motive de claritate, au fost desenate aici doar câteva combinații, de exemplu N10/R8/D1; N19/R17/D10 și N28/R26/D19. Astfel, avem trei grupe de câte 9 LED-uri care luminează pe rând atâta timp cât se atinge senzorul.

Dacă se ia mâna de pe senzor, atunci cele trei oscilatoare, din cauza circuitelor RC din circuitele de colector ale lui T1, T2 și T3, mai lucrează puțin, apoi se opresc. La fiecare din cele trei numărătoare o anumită ieșire va fi acum în starea „1" logic, iar LED-ul corespunzător din șir luminează. Dacă este vorba întâmplător de trei LED-uri cu același număr, atunci montajul constituit din IC12 ... IC16 produce un „1" și, prin T4, pornește oscilatorul construit cu IC17. Semnalul de ieșire al oscilatorului este amplificat de T5 și ajunge la un difuzor. Un sunet anunță atunci că există din nou un câștigător.

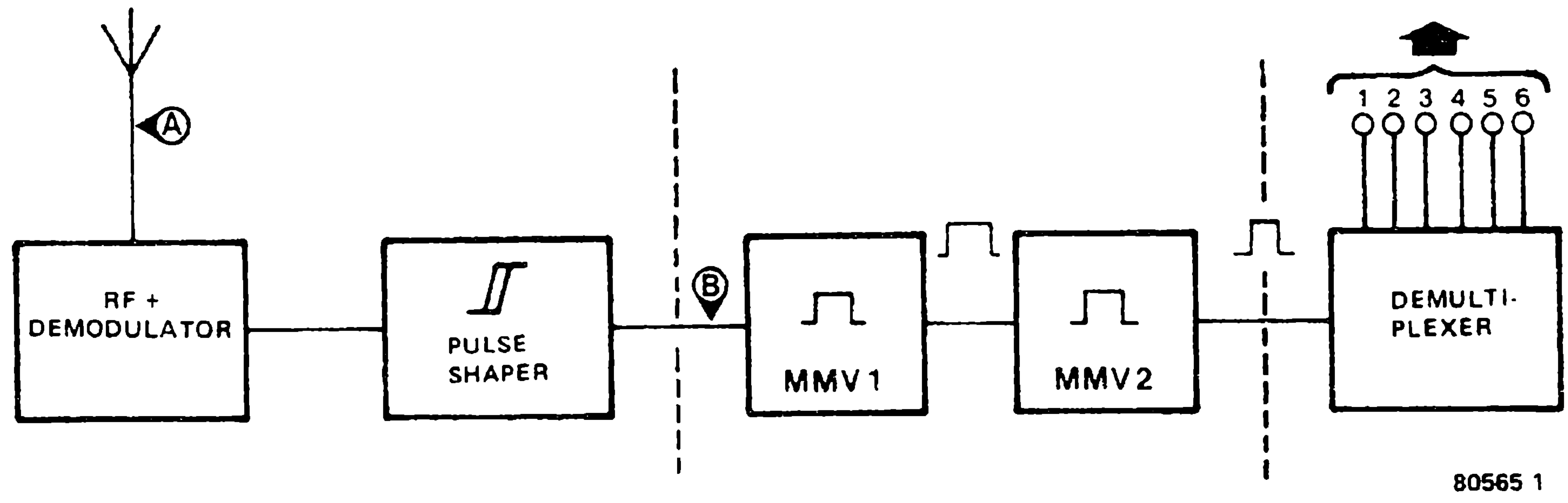
(B. Jouet)

232 Eliminarea perturbațiilor la receptoarele de comandă

Impulsurile perturbatoare la receptoarele pentru comandă de la distanță sunt nedorite și, în special la aeromodelele cu telecomandă, cu urmări fatale. O eliminare eficientă și totuși foarte simplă a perturbațiilor poate fi realizată cu două multivibratoare monostabile (MVM). Fig. 1 prezintă schema bloc, iar fig. 2 un montaj gata dimensionat pentru receptorul MP6 al firmei Brand.

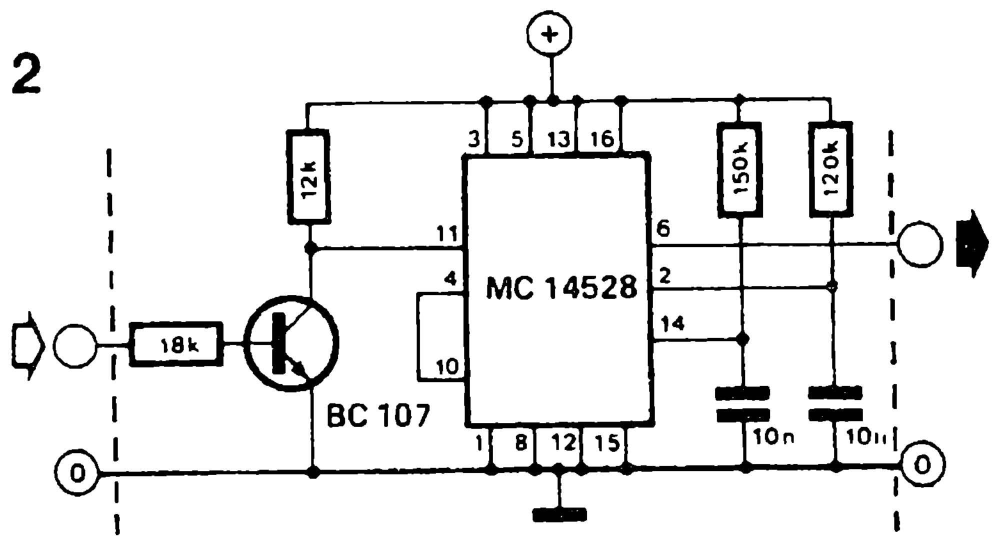
Montajul de eliminare a perturbațiilor este conectat în receptor între formatorul de impulsuri și registrul secvențial. Câmpuri perturbatoare cu valori cuprinse între 10% și 30% din intensitatea câmpului propriu de emisie sunt

1



suficiente pentru ca, prin impulsurile perturbatoare produse, să facă servomotorul de nestăpânit. Sensibilitatea la perturbații a receptorului depinde în special de viteza de reglaj. De cele mai multe ori este periclitat începutul fazei de blocare (stingere) HF (fig. 3). Dacă apar impulsuri perturbatoare, atunci timpul de oprire pentru MVM1 este prelungit, deoarece MVM1 este retriggerat. MVM2 nu este totuși triggerabil ulterior. MVM2 este triggerat de flancul pozitiv al semnalului provenit de la ieșirea lui MVM1 și regenerează cu aceasta impulsul de comandă necesar pentru registrul secvențial și servomecanism – fără perturbații! Dacă apare o perturbație de durată, atunci impulsurile ulterioare ale lui MVM2 sunt excluse, iar servomecanismul rămâne într-o stare definită. Timpul de oprire al lui MVM1 ar trebui să fie de două ori mai lung decât durata normală a impulsului; timpul de oprire al lui MVM2 poate fi cuprins între 0,2 și 0,5 ms.

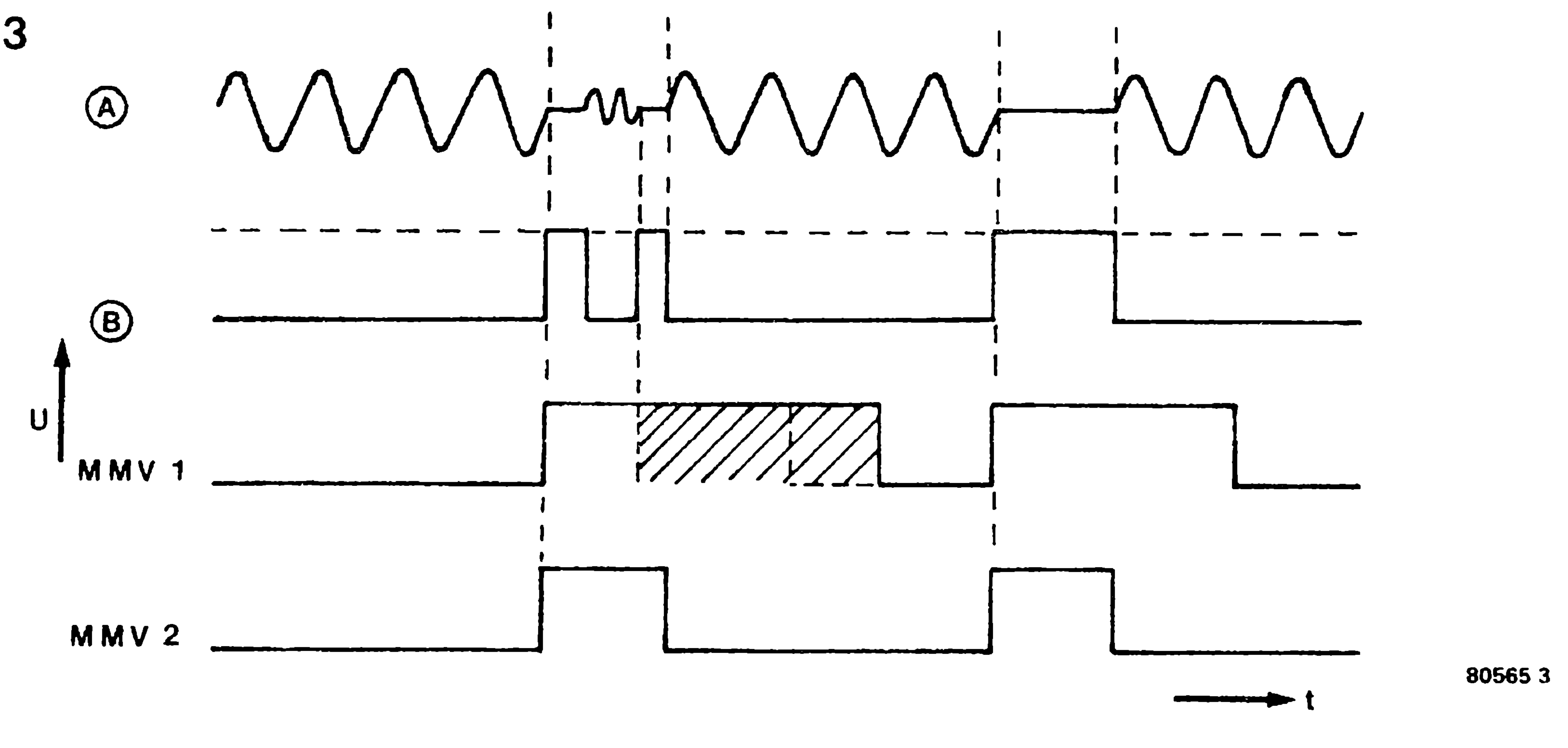
2



Montajul în fig. 2 este legat cu pinul 2 al lui IC2 din receptorul MP6; legătura pinului 2 cu pinul 12 este întreruptă, iar în locul acestuia, la pinul 12 se leagă ieșirea montajului de protecție. Principiul poate fi utilizat și la alte receptoare pentru comanda la distanță (premisa fiind modularea în amplitudine).

(A. Stampfl)

3



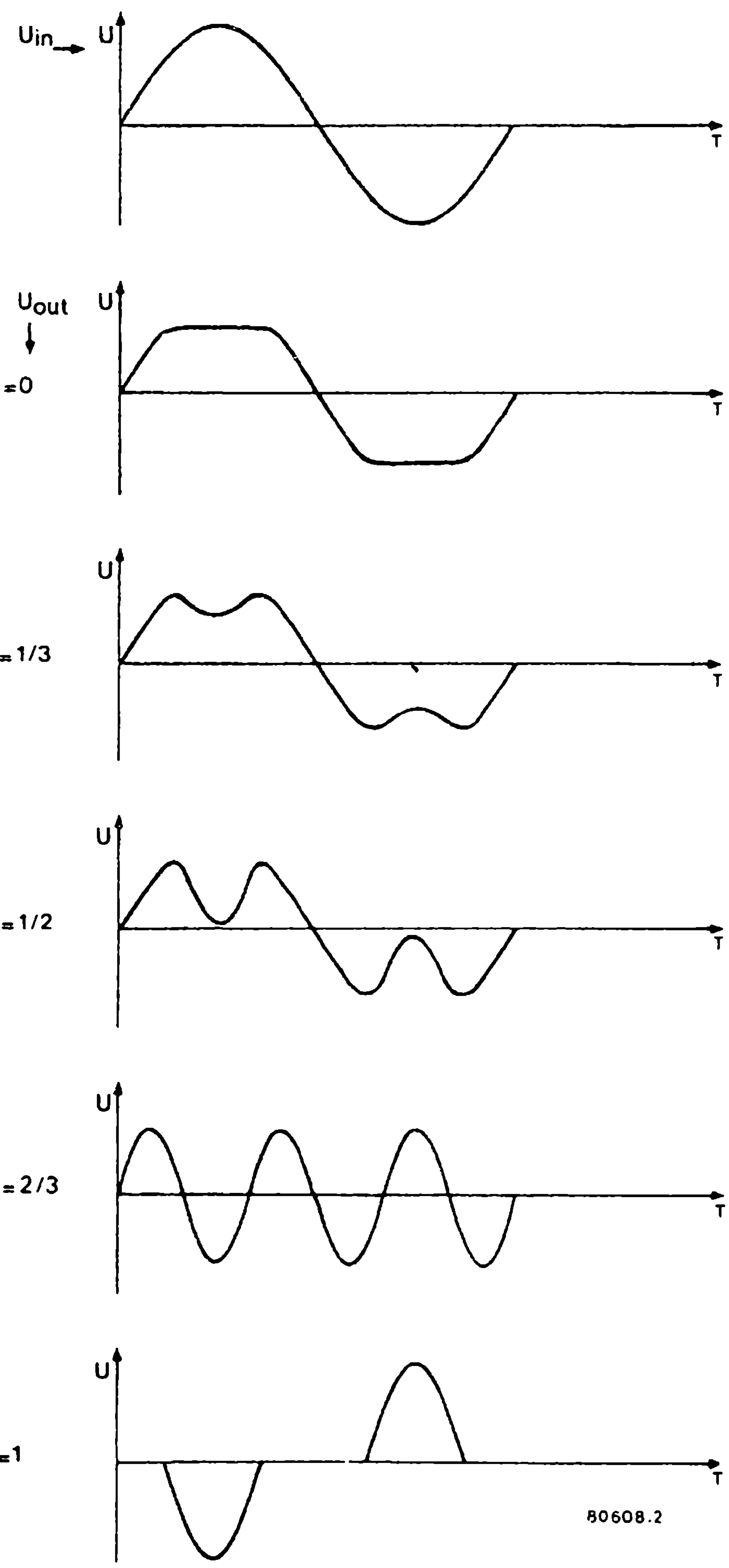
233 Generator de efecte sonore

Cu un generator de efecte sonore, chitaristul are posibilitatea de a îmbogăți cu multe efecte noi sunetul instrumentului. Este vorba de un montaj care, prin scăderea și mixarea semnalului de intrare cu un semnal special prelucrat, poate produce o mulțime de forme de curbe. Domeniul de variație ce poate fi acoperit cu P3 se întinde de la un semnal ușor îngustat la unul puternic îngustat care, printr-o dublare a frecvenței, poate ajunge la un semnal în formă de impuls (fig. 2) la care apare și o creștere foarte mare a dinamicii. Cu P3 se poate regla forma dorită a curbei, iar cu P2 se poate regla gradul de distorsionare. Deoarece forma curbei depinde de amplitudinea la intrare, un efect dorit de mulți muzicieni, pentru reglarea nivelului a fost prevăzut P1. Amplificarea în banda de trecere este cuprinsă între 3 și 30 (10 dB și 30 dB), în funcție de gradul de efect ales și de reglajul lui P1.

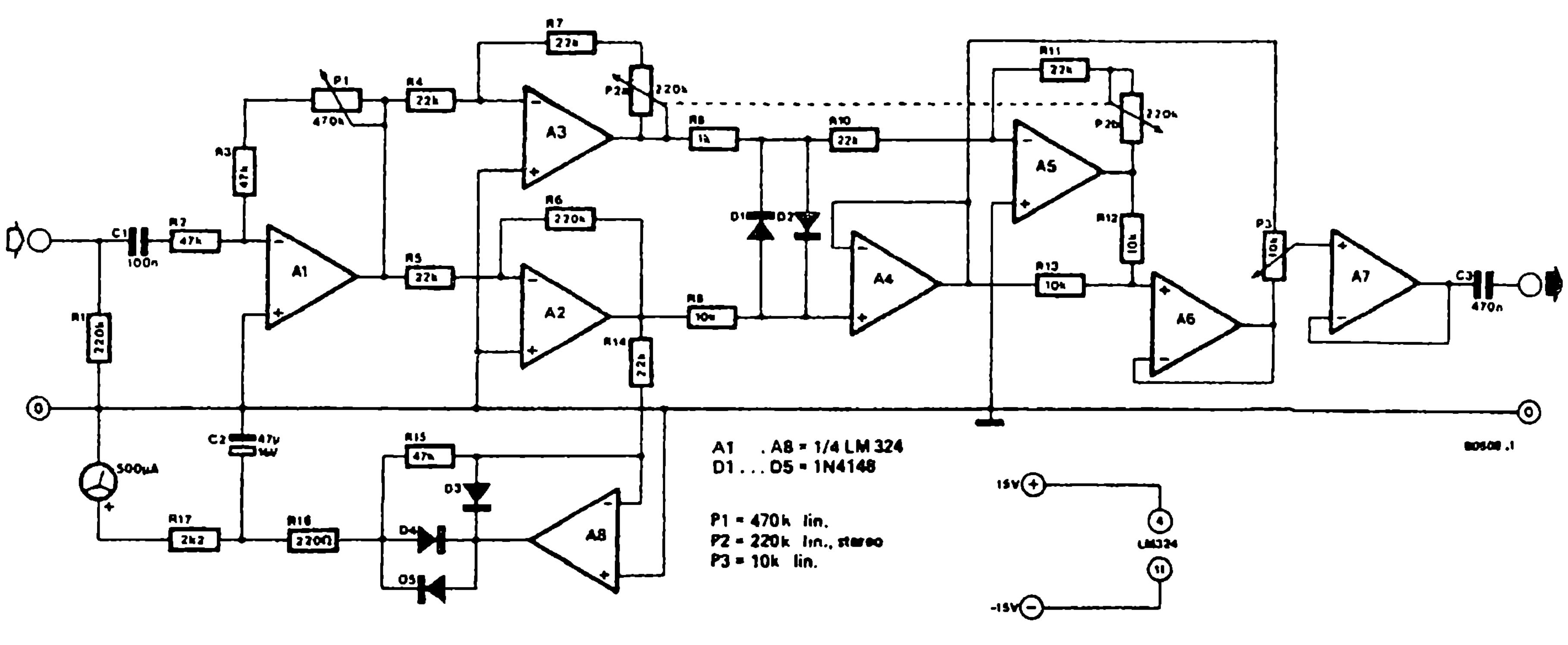
Reglajul intensității sunetului ar trebui să se facă la amplificatorul conectat la chitară.

A1 servește la modificarea impedanței și la prereglajul nivelului. Cu A3 acest nivel este amplificat constant cu factorul 10 (20 dB). În funcție de amplificarea lui A3 reglată cu P2a, semnalul este limitat la intrarea neinversoare a lui A4 prin D1 și D2. În punctul comun R9, R10, apare acum un semnal care poartă pe vârful undei sale un mic impuls și reprezintă de fapt semnalul prelucrat. A5 inversează acest semnal și are rolul de a egaliza, prin P2b, amplificarea lui A3 cu aceea a lui A2. În acest scop, reglarea lui P2a și P2b se face în

2



1



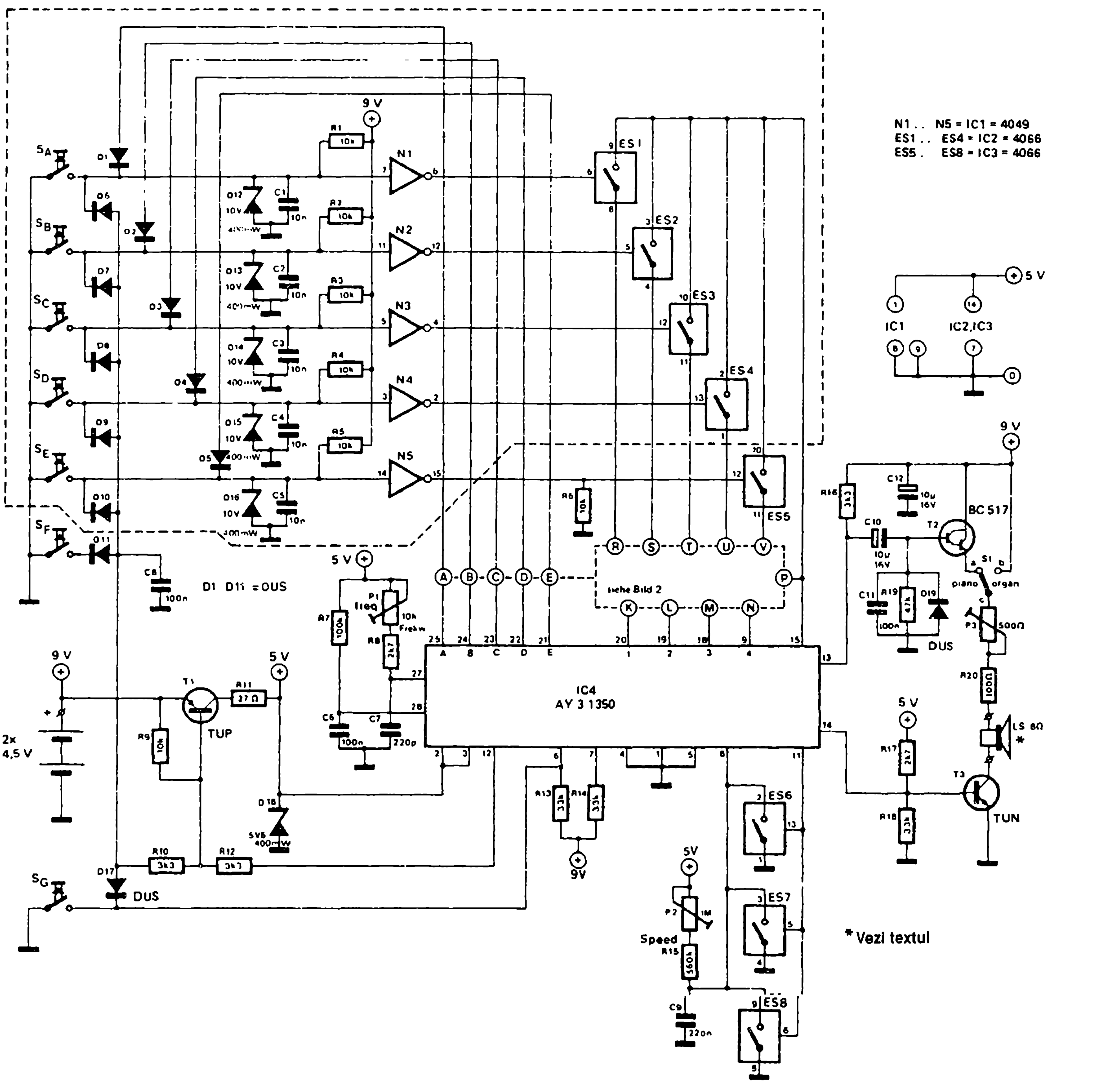
sens opus. Cele două semnale în antifază ajung prin R12 și R13 la intrarea amplificatorului buffer A6. Semnalul care rezultă constă doar din impulsuri. Deoarece acest semnal este în antifază cu semnalul de la amplificatorul buffer A4, formele de undă reprezentate în fig. 2 pot fi realizate prin mixarea corespunzătoare cu P3. Aceste forme, după modificarea impedanței cu A7, rămân la dispoziție, la ieșirea montajului. Cu amplificatorul A8 a fost construită o comandă pentru un VU-metru.

Prin aceasta, manipularea generatorului de efecte sonore este simplă: nivelul se reglează cu P1 astfel încât la lovirea unei corzi indicatorul VU-metrului să penduleze între 40 și 70% din bătaia maximă. Gradul de distorsionare poate fi reglat acum, cu P2, între 0 și 100%; cu P3 se poate alege forma dorită a curbei. Mai este de spus că, la toate formele de distorsionare reglabile, cea de a doua armonică superioară este conținută într-o proporție deosebit de mare în semnalul de ieșire.

Un efect și mai bun se obține atunci când P3 este conectat nu la ieșirea lui A5, ci la ieșirea lui A4 (adică între ieșirile lui A4 și A6).

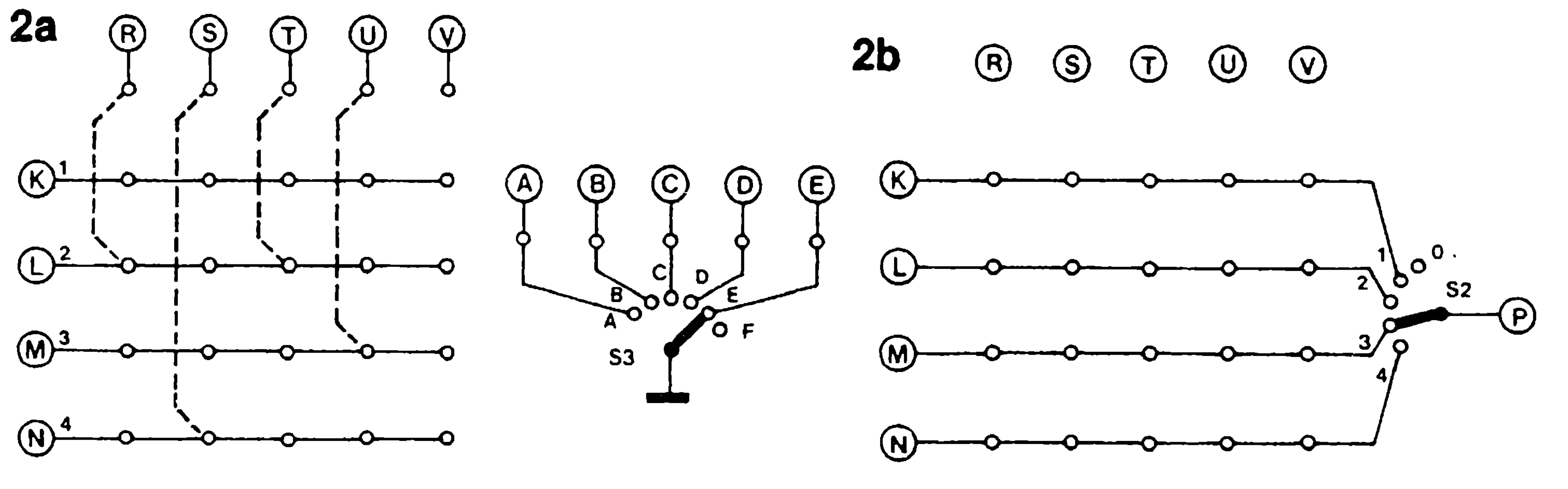
234 *Jucărie muzicală electronică*

1



Cel care și-a ales ca hoby colecționarea vechilor jucării mecanice nu va fi deosebit de interesat de ceea ce vă propunem acum. Jucăria prezentată aici își are totuși avantajele ei, deoarece ea cuprinde 27 din cele mai cunoscute melodii. Ea poate fi utilizată și ca sonerie, având deci concomitent și un scop practic.

Fig. 1 prezintă montajul acestei jucării muzicale. Generatorul de melodii este bineînțeles un circuit integrat. Acest circuit integrat, AY-3-1350, este produs de General Instrument. Alături de circuitul integrat sunt necesare în plus o



serie întreagă de alte elemente constructive, care să facă audibile semnalele de ieșire ale circuitului integrat, care să producă frecvența de tact și să facă posibilă selectarea unei anumite melodii. Selectarea se face prin una din bornele A ... E care se pune la masă, iar pinul 15 al lui IC2 se leagă cu unul din pinii notați cu cifrele 1 ... 4.

Există, bineînțeles, mai multe posibilități de a realiza aceste legături: se pot utiliza pentru aceasta punți de sârmă, astfel încât să fie programată o anumită melodie. Alternativa acestora o constituie comutatoarele care permit o selectare comodă a melodiei dorite. Cablajul pentru această jucărie muzicală este prezentat în fig. 3; în fig. 1 el a fost figurat printr-o linie subțire întreruptă; aici poate fi introdus fie montajul din fig. 2a, fie cel din fig. 2b.

Dacă se construiește montajul corespunzător figurilor 1 și 2a, atunci melodiile vor fi selectate astfel: cu butoanele S_A ... S_E se poate pune la masă una din intrările A ... E ale circuitului integrat. Fiecare buton selectează o grupă de cinci melodii dintre care va fi redată melodia programată cu puntea de sârmă. Suplimentar, cu ajutorul butoanelor S_F și S_G pot fi apelate două cunoscute melodii de ceas. Tabelul 1 ne arată ce melodii ne stau la dispoziție și ce conexiuni trebuie realizate pentru a le selecta. Cifrele și majusculele corespund celor redate în fig. 3.

Lista de componente

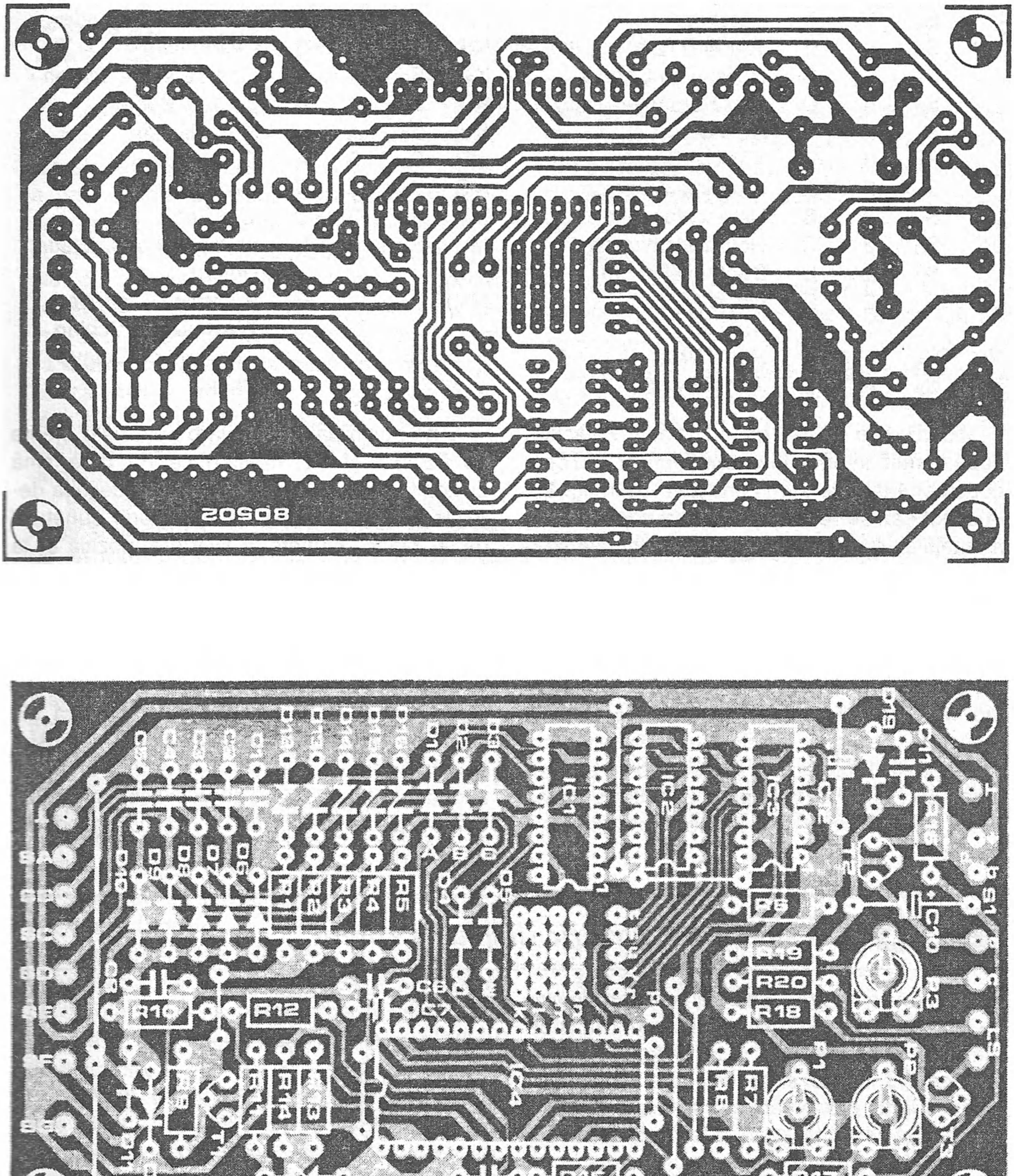
Rezistențe
R1 ... R6, R9 = 10 k
R7 = 100 k
R8, R17 = 2k7
R10, R12, R16 = 3k3
R11 = 27 Ω
R13, R14, R18 = 33 k
R15 = 560 k
R19 = 47 k
R20 = 100 Ω
P1 = 10 k pot. semiregl.
P2 = 1 M pot. semiregl.
P3 = 500 Ω pot. semiregl.

Condensatoare
C1 ... C5 = 10 n
C6 ... C8, C11 = 100 n
C7 = 220 p
C9 = 220 n
C10, C12 = 10 μ / 16 V

Semiconductoare
D1 ... D11, D17, D19 = DUS
D12 ... D16 = diodă Zener 10 V / 400 mW
D18 = diodă Zener 5V6 / 400 mW
T1 = TUP
T2 = BC 517
T3 = TUN
IC1 = 4049
IC2, IC3 = 4066
IC4 = AY-3-1350

Diverse
S_A... S_G = butoane sonerie
S1 = comutator
S2 = comutator 5 poziții
S3 = comutator 6 poziții
LS = difuzor 4 Ω / 0,5 W sau 150 Ω (vezi textul)

3



Tabelul 1

Fig. 2a		Fig. 2b		Melodia
		S2	S3	
-	S_A	0	A	Toreador
-	S_B	0	B	Wilhelm Tell
-	S_C	0	C	Halleluyah Chorus
-	S_D	0	D	Star Sprangled Banner
-	S_E	0	E	Yankee Doodle
LR	S_A	2	A	America, America
LS	S_B	2	B	Deutschlandlied
LT	S_C	2	C	Hochzeitsmarsch
LU	S_D	2	D	Beethoven's 5th
LV	S_E	2	E	Oh, du lieber Augustin
NR	S_A	4	A	Hell's Bells
NS	S_B	4	B	Jingle Bells
NT	S_C	4	C	La vie en Rose
NU	S_D	4	D	Star Wars
NV	S_E	4	E	Song of Joy
KR	S_A	1	A	John Brown's Body
KS	S_B	1	B	Clementine
KT	S_C	1	C	God Save the Queen
KU	S_D	1	D	Colonel Bogey
KV	S_E	1	E	Marseillaise
MR	S_A	3	A	O Sole Mio
MS	S_B	3	B	Santa Lucia
MT	S_C	3	C	The End
MU	S_D	3	D	An der schönen blauen Donau
MV	S_E	3	E	Brahm's Wiegenlied
	S_G			Westminster Schlag
	S_F			Descending Octave Chime

Toate cele 27 de melodii pot fi selectate după dorință în orice moment, atunci când cele două comutatoare sunt conectate ca în fig. 2b. În acest caz se renunță la partea superioară a montajului, cu butoanele S_A ... S_E, la inversoarele N1 ... N5 și la comutatoarele electronice ES1 ... ES4. Melodia selectată este redată la apăsarea butonului S_F.

Componentele C6, C7, R8 și P1 sunt elemente constructive externe ale oscilatorului de tact din circuitul integrat. La pinul 26 poate fi măsurată frecvența oscilatorului divizată prin 4; ea poate fi reglată cu P1 și trebuie să măsoare 50 ... 250 kHz (la pinul 26). Se reglează P1 în așa fel încât melodiile să sune cât mai plăcut.

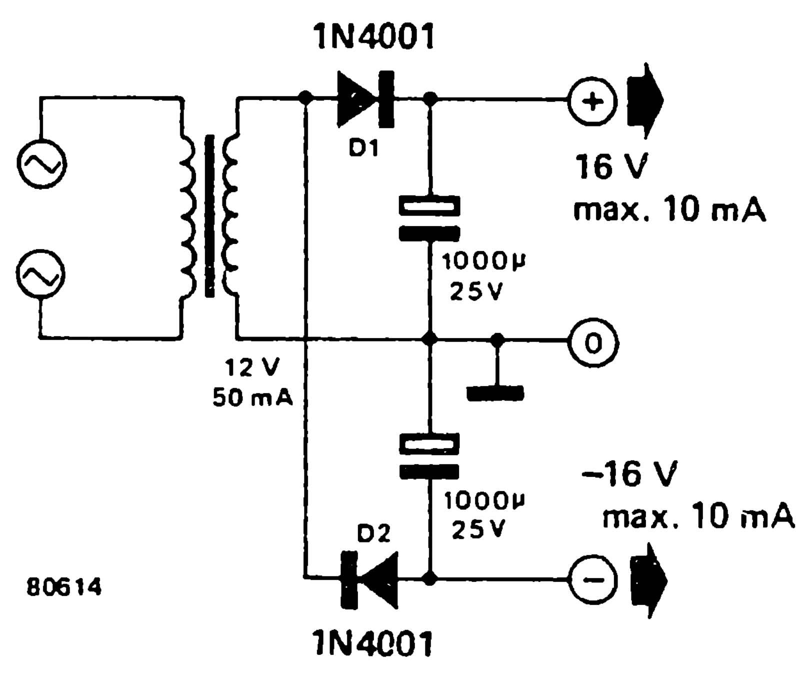
Alte posibilități de reglare sunt cele oferite de P2, P3 și S1. În timp ce P2 determină durata fiecărui sunet, intensitatea acestuia depinde de P3. S1 comută caracterul sunetului de la „piano" (sunete în scădere, poziția a) la „orgă" (intensitate constantă a sunetelor, poziția b).

Jucăria muzicală poate fi alimentată de la două baterii plate de 4,5 V, deoarece montajul în stare de repaus necesită doar câțiva μA. Dioda Zener D18 are rolul de a asigura alimentarea generatorului de melodii la tensiunea prescrisă. Ca difuzor este potrivit un tip cu impedanța de 8 Ω sau, după înlocuirea lui R20 printr-o punte de sârmă, un tip cu impedanța de 150 Ω.

235 *Alimentator simetric simplu de curent*

Pentru construirea unui alimentator simetric se utilizează de cele mai multe ori un transformator cu priză mediană și un redresor în punte. Acest principiu a devenit atât de comun, încât varianta prezentată aici aproape că a fost uitată. Ea necesită, este adevărat, capacități mai mari pentru atenuarea brumului de la rețea din cauza redresării monoalternanță.

În dimensionarea dată, montajul poate furniza un curent de maximum 10 mA, atunci când valoarea de vârf a tensiunii de brum are voie să fie de până la 0,2 V_{vv}. Pentru alți cu-



renți de sarcină și alte tensiuni de brum, se poate folosi formula următoare:

$U_{brum} = 20 \cdot I/C$ unde U_{brum} se exprimă în V_{vv}, curentul continuu de sarcină I în mA, iar C în µF.

236 *Releu pentru încărcat acumulatoare NiCd*

Aparatele alimentate la baterii nu sunt o raritate în prezent. În acest sens, acumulatoarele NiCd se impun tot mai mult. O premisă a unei durate de viață lungi pentru acestea este încărcarea corectă. Când trebuie să înceapă încărcarea? Răspunsul este relativ simplu: cu cât mai mult timp înainte de descărcarea completă, deoarece aceasta este cea mai dăunătoare pentru durata de viață. Atunci când aparatul conectat la baterie nu mai funcționează, este – de regulă – deja prea târziu. Montajul descris aici împiedică descărcarea completă – într-un mod simplu și totuși foarte eficient.

Este o frumoasă zi de vară. Stăm leneși în iarbă și visăm pe muzica transmisă de aparatul cu tranzistoare. Deodată muzica se aude tot mai slab și apoi se instalează tăcerea. Bateriile s-au descărcat. Ele nu sunt totuși simple baterii, ci acumulatoare NiCd care pot fi reîncărcate mereu. Dacă vrem să profităm cât mai mult timp de acest avantaj al acumulatoarelor NiCd, atunci descărcarea completă, ca în situatia descrisă mai sus, nu trebuie să se repete prea des.

Nu toate aparatele alimentate cu baterii sunt prevăzute cu o unitate de control al bateriilor. Aceasta conduce adeseori la situația că scăderea de tensiune este observată abia atunci când aparatul nu mai lucrează. Așa cum s-a menționat deja, descărcarea completă a acumulatoarelor NiCd prejudiciază considerabil durata lor de viață. Explicația este că, la încărcare, celula trebuie să suporte o pierdere de electrolit.

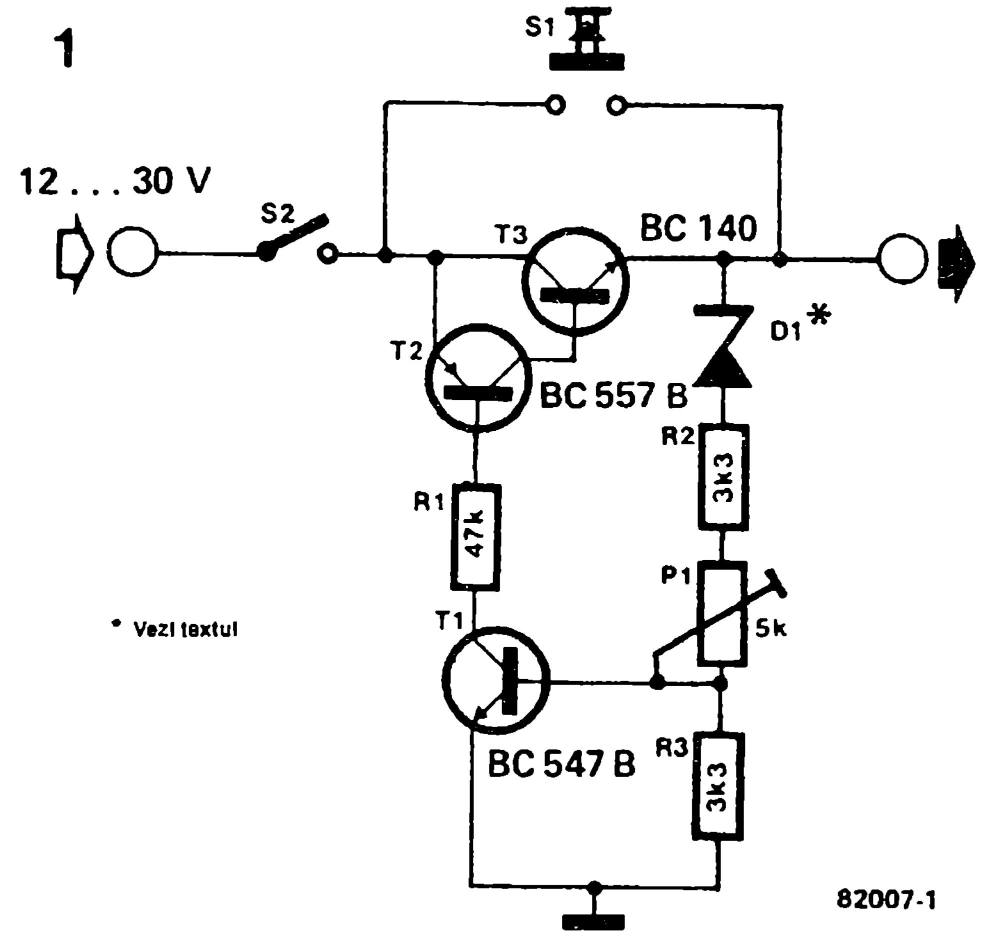
Pentru a putea utiliza economic acumulatoarele NiCd, relativ scumpe, autorul a conceput un montaj de supraveghere. El întrerupe furnizarea curentului către aparat atunci când tensiunea acumulatorului coboară sub o valoare prestabilită. Prin aceasta se oprește procesul de descărcare. Chiar și atunci când tensiunea crește din nou, ca urmare a stării de repaus, aparatul rămâne separat de acumulator. Curentul absorbit de releul de supraveghere în stare activată este practic nul; chiar și în timpul funcționării puterea consumată este extrem de redusă.

Montajul

Releul de supraveghere din fig. 1 are puține elemente constructive; el se conectează între comutatorul S2 al aparatului și aparatul însuși. Tensiunea acumulatorului poate fi cuprinsă între 12 și 30 V (prototipul a lucrat între 3 și 30 V). Tranzistoarele T2 și T3 constituie un etaj Darlington cu comportament pnp, a cărui bază este legată cu tranzistorul T1 prin rezistența R1. Dacă tranzistorul T1 conduce, atunci conduce și etajul Darlington, astfel încât curentul poate circula la aparat. Dacă tranzistorul T1 se blochează, atunci se blochează și etajul Darlington; curentul de alimentare al aparatului este întrerupt.

Tensiunea acumulatoarelor NiCd poate să scadă până la 80% din tensiunea nominală

Fig. 1. Montajul separă acumulatorul NiCd de consumator atunci când tensiunea sa de ieșire coboară sub o anumită valoare.



fără ca ele să fie afectate. Dacă tensiunea scade mai mult, montajul deconectează aparatul de la sursa de alimentare. Pragul de deconectare este stabilit de circuitul serie compus din D1, R2, P1 și R3. Este important să se lege punctul P1/R3 cu baza lui T1. Dacă tensiunea bazei coboară sub 0,6 V, tranzistorul T1 se blochează. Pentru dimensionarea circuitului serie D1, R2, P1 și R3, căderea de tensiune pe R3 trebuie să fie de peste 0,6 V atunci când tensiunea acumulatorului încă nu a coborât sub 80% din tensiunea nominală.

Dioda Zener D1 are rolul de a transmite la baza lui T1 cea mai mare parte a variației de tensiune din circuitul de alimentare. Tensiunea Zener depinde de tensiunea acumulatoarelor utilizate și se calculează cu formula: $U_z = 0{,}8 \cdot U_{nom\ ac} = 1{,}5$ V.

Rareori rezultatul coincide cu o valoare normată pentru diodele Zener; de aceea se alege dioda cu valoarea cea mai apropiată, inferioară celei calculate (de exemplu, la o valoare calculată de 10,5 V se alege o diodă Zener de 10 V). Pierderile de putere în dioda Zener nu ar trebui să depășească 400 mW; cel mai bine însă, 200 mW. Motivul este curentul foarte mic al diodei, de circa 200 μA. Dacă sarcina diodei Zener are o valoare redusă, atunci tensiunea Zener reală este sub cea calculată, iar funcționarea ireproșabilă a montajului nu mai este asigurată.

Comutatorul S1 are o funcție importantă. Dacă se renunță la el, atunci releul nu mai poate asigura alimentarea aparatului de la acumulatoare deoarece nici un curent nu mai ajunge la dioda Zener și de aceea și tensiunea bază-emitor a lui T1 rămâne zero. Ca urmare, T1 și etajul Darlington se blochează. Abia atunci când butonul S1 este apăsat scurt, prin divizorul de tensiune D1, R2, P1 și R3 circulă un curent. Tranzistorul T1 conduce și comandă trecerea etajului Darlington în stare de conducție. Aceasta se întâmplă numai dacă și comutatorul aparatului este închis. Acum este clar de ce montajul nu reanclanșează la creșterea tensiunii acumulatoarelor, creștere datorată întreruperii curentului de sarcină.

Cu potențiometrul P1 se poate varia punctul de deconectare. Reglarea este simplă. Se măsoară tensiunea în gol a acumulatoarelor complet încărcate. Este necesar apoi un alimentator reglabil a cărui tensiune se reglează puțin peste 80% din tensiunea acumulatoarelor și se leagă apoi releul. Reglajul lui P1 este corect atunci când etajul Darlington conduce după apăsarea butonului S1. Dacă acum tensiunea de ieșire a acumulatoarelor scade la 80% din tensiunea nominală, etajul Darlington se blochează.

Curentul de sarcină nu trebuie să depășească 1 A. Consumul propriu al releului este mai mic de 0,5 mA la o tensiune a acumulatoarelor de 12 V, și de 1 mA la o tensiune de 30 V. În starea blocată, consumul este practic nul.

(W. D. Roth)

237 *Amplificator de telefon*

Convorbirile telefonice sunt adeseori stânjenite de proasta funcționare a liniilor. Există și excepții, datorate atât calității liniilor cât și unor interlocutori a căror voce poate să-ți „spargă" urechile. Un amplificator de telefon poate rezolva în mare măsură problemele datorate intensității scăzute a sunetului în receptor.

Montajul constă în principal dintr-un amplificator de putere, un difuzor, o bobină de cuplaj și o baterie. Micile semnale din bobină sunt transformate în semnale puternice, audibile în difuzor.

Bobina reacționează la modificările câmpului magnetic ce apar datorită variațiilor curentului în conductoarele aparatului și receptorului; se realizează astfel o conexiune prin inducție. Acest efect fizic este cu atât mai util cu cât „pătrunderea" în aparatul telefonic este interzisă.

Bobina de cuplaj, notată cu L1, este de un tip special construit pentru asemenea utilizări. Ea este înglobată într-o carcasă de material plastic.

În bobină este indusă doar o mică tensiune alternativă ce este amplificată cu ajutorul lui T1 și IC1. Există două posibilități de reglare a intensității sonore: cu P1 (intensitatea sonoră

1

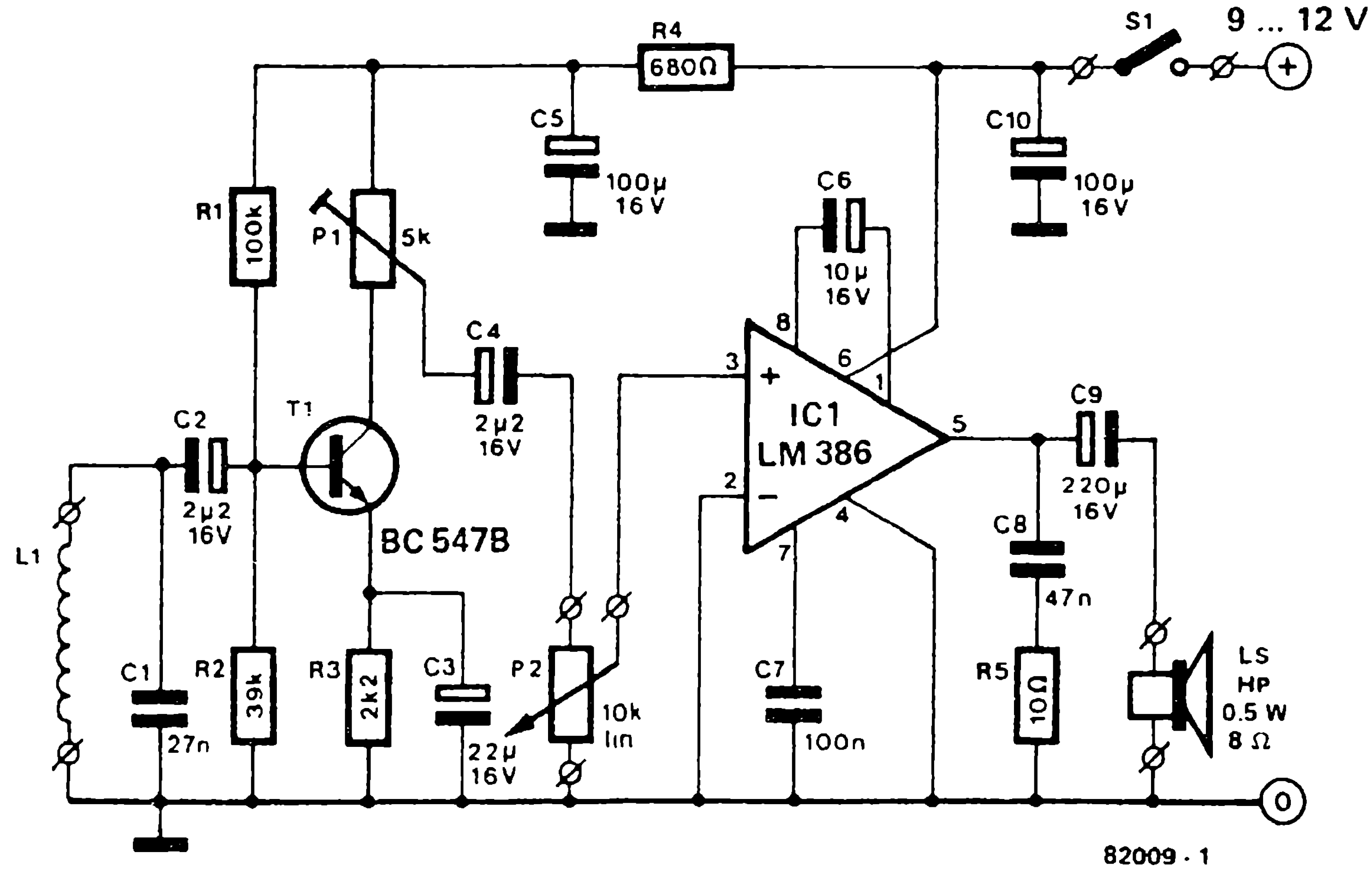


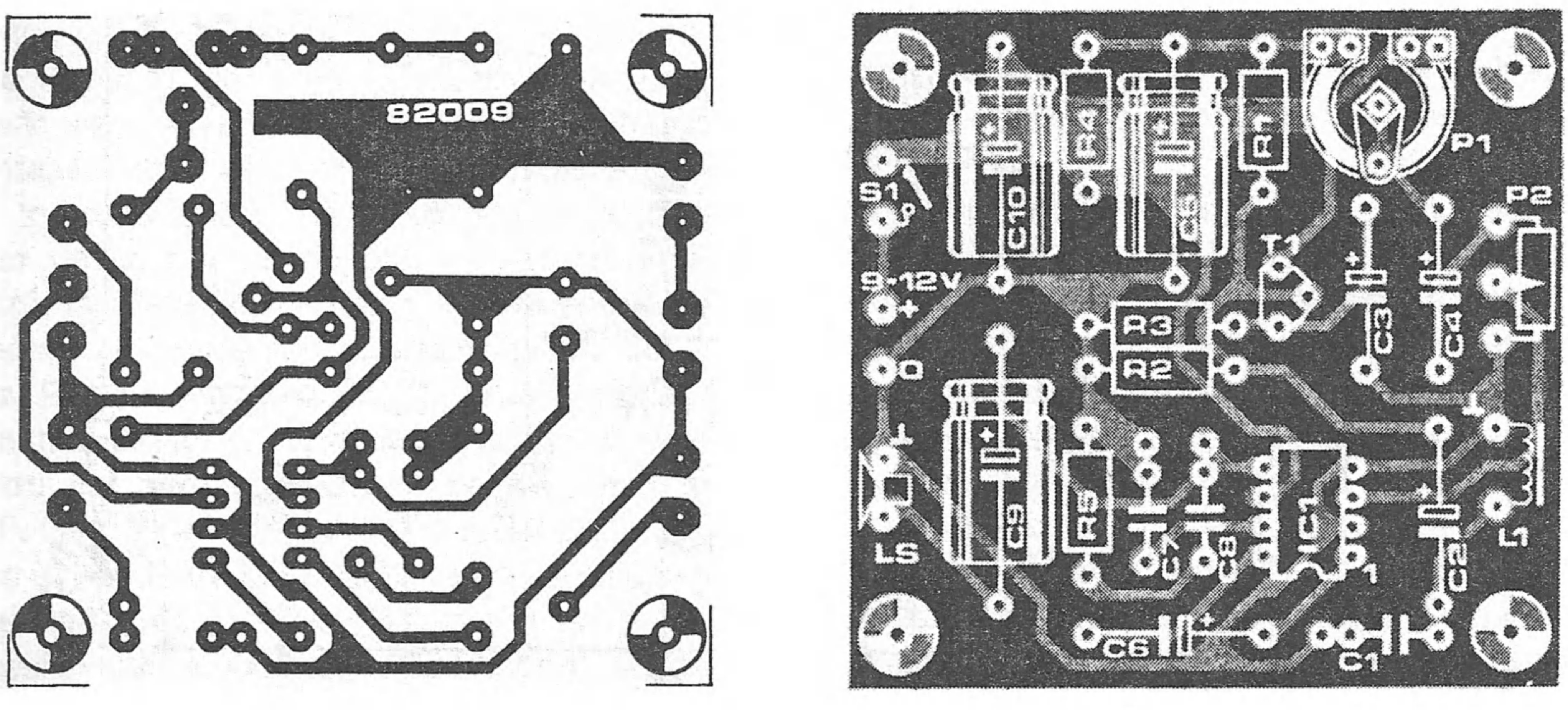
Fig. 1. Montajul constă în principal din etajul de intrare format din bobina de cuplaj L1 și din amplificatorul final cu IC1.

maximă) și cu P2 (reglare continuă).

Pe placa prezentată în fig. 2 încap toate părțile constructive, mai puțin difuzorul, bobina și bateria. Prototipul a încăput într-o carcasă de plastic cu dimensiunile 120 x 65 x 40 mm. Se poate utiliza și un alimentator. În acest caz există adeseori probleme legate de brumul de la rețea, de aceea recomandăm varianta cu baterii. Piesele necesare și construcția nu sunt dificil de procurat și realizat. Ceva mai problematică poate fi amplasarea bobinei. Cel mai bun loc este sub aparat. În acest caz telefonul are nevoie de un soclu cu circa 3 cm mai înalt. O altă posibilitate este plasarea pe receptor la nivelul capsulei difuzorului. Aceasta implică un cablu de alimentare mai lung care, în plus, trebuie să fie foarte flexibil. Poziția optimă trebuie stabilită prin probe – în acest caz se urmărește obținerea unei intensități sonore maxime. Pentru acordare se reglează mai întâi P1 și P2 pe intensitatea sonoră maximă. În acest caz se aude un fel de ecou și un țiuit neplăcut. Se rotește P1 înapoi până la dispariția acestor fenomene. Cu aceasta, amplificatorul de telefon este reglat.

Fig. 2. Placa și planul de echipare al amplificatorului de telefon. În afară de bobină, difuzor și baterie, au loc pe ea toate componentele constructive.

2



Lista de componente

Rezistențe
R1 = 100 k
R2 = 39 k
R3 = 2k2
R4 = 680 Ω
R5 = 10 Ω
P1 = 5 k pot. semireglabil
P2 = 10 k pot. liniar

Condensatoare
C1 = 27 n
C2, C4 = 2µ2 / 16 V
C3 = 22 µ / 16 V
C5, C10 = 100 µ / 16 V
C6 = 10 µ / 16 V
C7 = 100 n
C8 = 47 n
C9 = 220 µ / 16 V

Bobine
L1 = bobină cu ventuză adaptabilă la telefon

Semiconductoare
T1 = BC 547B
IC1 = LM 386

Diverse
S1 = comutator DA/NU
LS = minidifuzor 8 Ω / 0,5 W
Baterie compactă 9 V

238 *Generator de test IF*

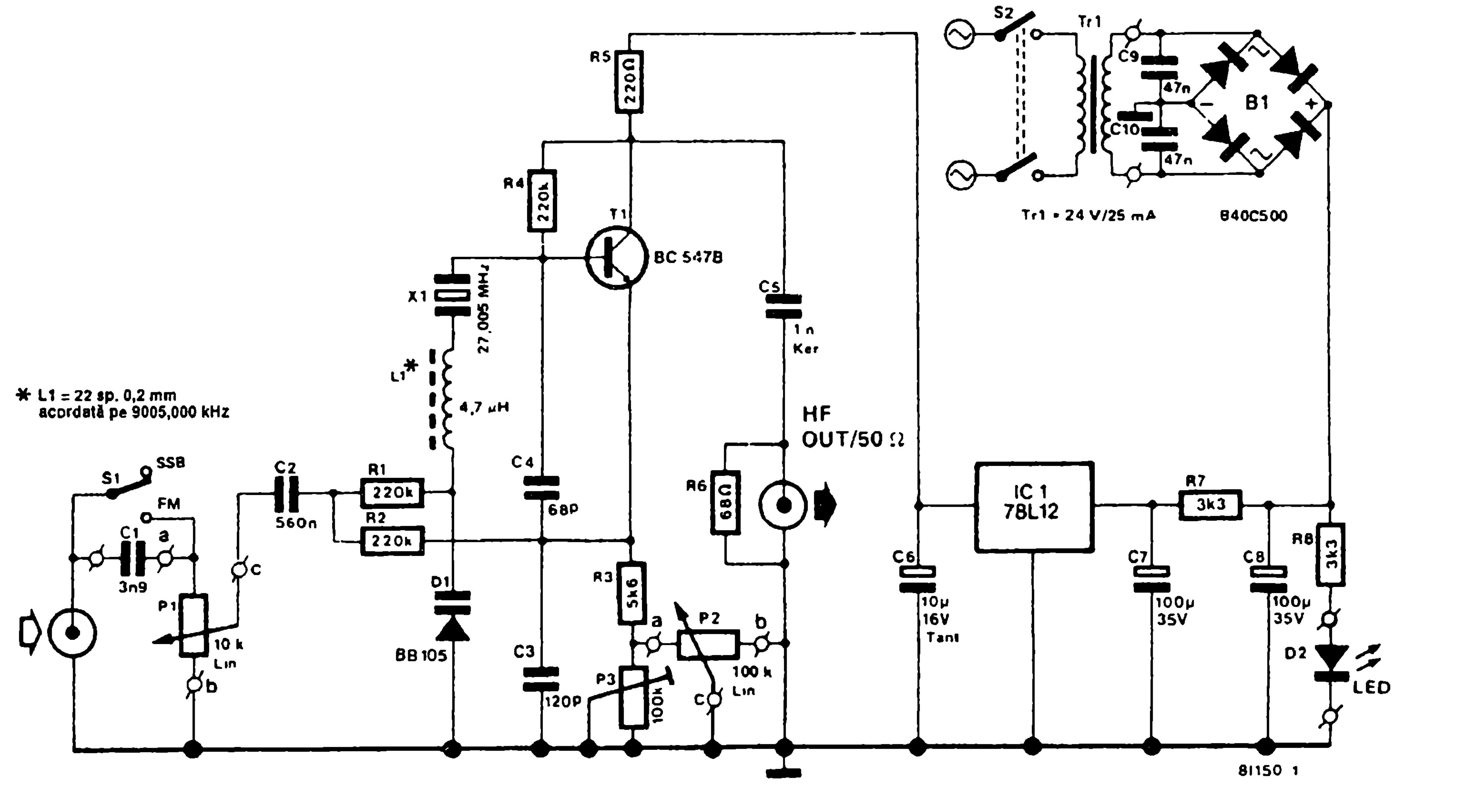
Montajul este un instrument ajutător simplu și indispensabil pentru toți cei care au de a face cu aparate de emisie și de recepție. Montajul produce armonici ce pot fi modulate. El produce semnale de test în trepte de 9 MHz până în domeniul GHz; aceste semnale sunt utile pentru receptoarele FM și SSB (bandă laterală unică). Prin utilizarea de componente accesibile, inclusiv a unui cristal de cuarț CB, costul aparatului este relativ scăzut. Un argument în plus pentru construirea montajului.

Fiecare radioamator are nevoie, mai devreme sau mai târziu, de aparate ajutătoare cu care să-și regleze exact receptorul. Cel mai bun aparat este în acest caz un generator de frecvență industrial. Acesta este scump și oferă de fapt mai multe posibilități decât poate utiliza un amator. Din acest motiv, este mai convenabil un aparat adaptat necesităților amatorilor, mai simplu și mai ieftin, care să producă un semnal de test stabil în domeniul de frecvență dorit.

Un generator cu o frecvență de ieșire regla-

Fig. 1. Montajul generatorului de testare este simplu și funcțional. El este asemănător prin tranzistorul T1 oscilatorului Colpitts.

1



2

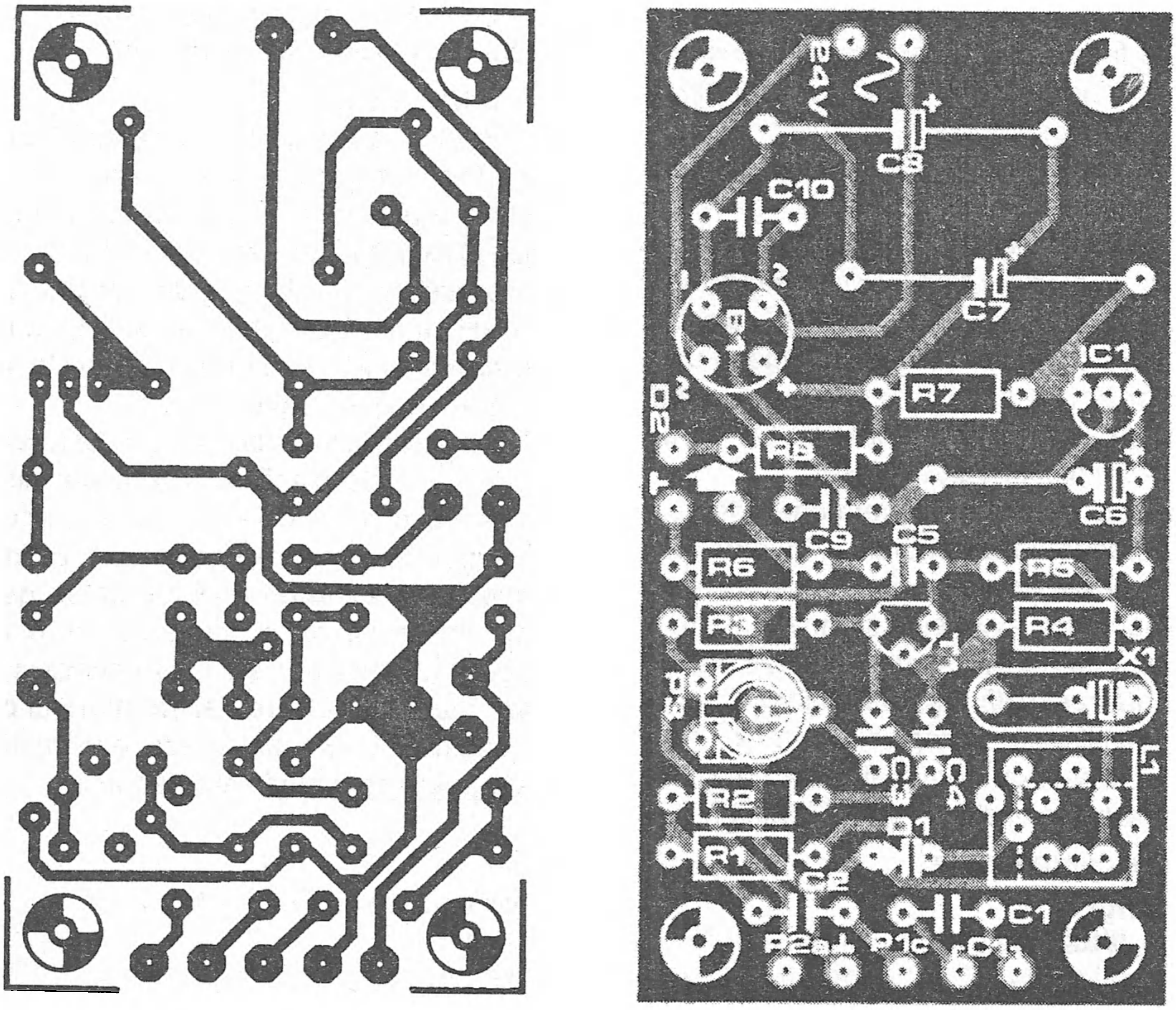


Fig. 2. Placa are dimensiuni mici, de aceea generatorul poate fi construit într-un format compact și ușor de utilizat.

bilă în mod continuu nu este atât de ușor de realizat. Problema este de a menține semnalul de ieșire cât mai stabil. În căutarea unor alternative ieftine, se poate imagina următoarea soluție: cu un cristal de cuarț CB se construiește un generator care să producă un mare număr de frecvențe. Cum? Privind schema montajului observăm: un oscilator multifuncțional. În ciuda faptului că se utilizează ca tranzistor un tip normal de BC, oscilatorul furnizează, în afară de frecvența fundamentală, și armonici puternice de la 9 MHz la domeniul GHz. Prin aceasta generatorul este interesant nu numai pentru cei care lucrează în CB, ci și pentru cei care lucrează în benzile VHF și UHF. Cea de a treia armonică a generatorului cade în banda 27 MHz (CB), cea de a șaisprezecea are 144,08 MHz (2 m), cea de a patruzeci și opta are 434,24 MHz (70 cm), iar cea de a o sută patruzeci și patra are 1.296,72 MHz (banda de 23 cm). Montajul se pretează cel mai bine la testarea procesoarelor Speech. Condițiile de testare le putem stabili noi înșine.

Montajul

După aruncarea unei priviri asupra schemei din fig. 1 rămânem surprinși în mod plăcut, constatând că în fapt nu este complicată. Pe baza lui T1 a fost construit un montaj ce amintește de un oscilator Colpitts. „Inima” acestuia este cristalul de 27 MHz. El nu lucrează pe cea de a treia armonică superioară, ci pe frecvența fundamentală de 9 MHz, ceea ce este mai mult decât favorabil; aceasta deoarece armonicile superioare sunt echivalente cu multe din frecvențele stațiilor de amatori.

În practică, la funcționarea cristalelor pe frecvența fundamentală, există de regulă o diferență între frecvența nominală și cea reală. De aceea frecvența de bază dorită (aici 9005,000 kHz) trebuie reglată exact cu bobina L1. Semnalul oscilatorului este modulat cu ajutorul diodei vari-

cap D1. Gradul de modulare (reglabil cu P1) nu este foarte mare, dar este totuși mai mult decât suficient pentru testarea receptoarelor de bandă îngustă FM și CB.

Și receptoarele SSB (cu bandă laterală unică) pot rezona de obicei cu generatorul. Pentru aceasta, tipul de modulare trebuie schimbat din FM (modulare în frecvență) în PM (modulare în fază). Schimbarea este relativ simplă. Este suficient să se conecteze un condensator (C1) în serie cu intrarea de modulare. Acum, cu ajutorul comutatorului S1 se poate comuta simplu între FM și SSB.

De regulă, multe generatoare de testare încă lucrează cu un anumit atenuator. Acesta este de prisos în acest montaj, deoarece oscilatorul lucrează sigur și la semnale foarte mici. De aceea atenuatorul este construit simplu: cu rezistența reglabilă din emitorul lui T1. Domeniul reglabil cu semireglabilul P3 și potențiometrul P2 este cu adevărat remarcabil. Astfel, de exemplu, semnalul de ieșire în banda de 2 m (144,08) este reglabil continuu între 30 nV, respectiv 0,03 μV, până la 1 mV.

Construcția

Pentru bobina L1 se bobinează 22 de spire din sârmă emailată de cupru ∅ = 0,2 mm pe un set de bobine cu miez (tip K3/70/10, cu marcaj roz). Cine vrea totuși să evite bobinatul manual, poate utiliza o bobină gata confecționată de 4,7 μH cu miez reglabil. Firma Toko a introdus de câtva timp asemenea bobine în propriul program de fabricație.

Cu excepția transformatorului de rețea, își găsește locul pe placă și partea de alimentare desenată în fig. 1. Curentul absorbit fiind redus, dimensiunile transformatorului sunt puțin importante. Este astfel posibilă montarea generatorului împreună cu alimentarea într-o carcasă mică și compactă. Este însă necesară o ecranare foarte bună între transformatorul de rețea și bobina L1. Ea atenuează eventualul brum care apare ca o modulare nedorită.

Lista de componente

Rezistențe
R1, R2, R4 = 220 k
R3 = 5k6
R5 = 220 Ω
R6 = 68 Ω
R7, R8 = 3k3
P1 = 10 k potențiometru liniar
P2 = 100 k potențiometru liniar
P3 = 100 k potențiometru semireglabil

Condensatoare
C1 = 3n9
C2 = 560 n
C3 = 120 p
C4 = 68 p
C5 = 1 n ceramic
C6 = 10 μ / 16 V tantal
C7, C8 = 100 μ / 35 V
C9, C10 = 47 n

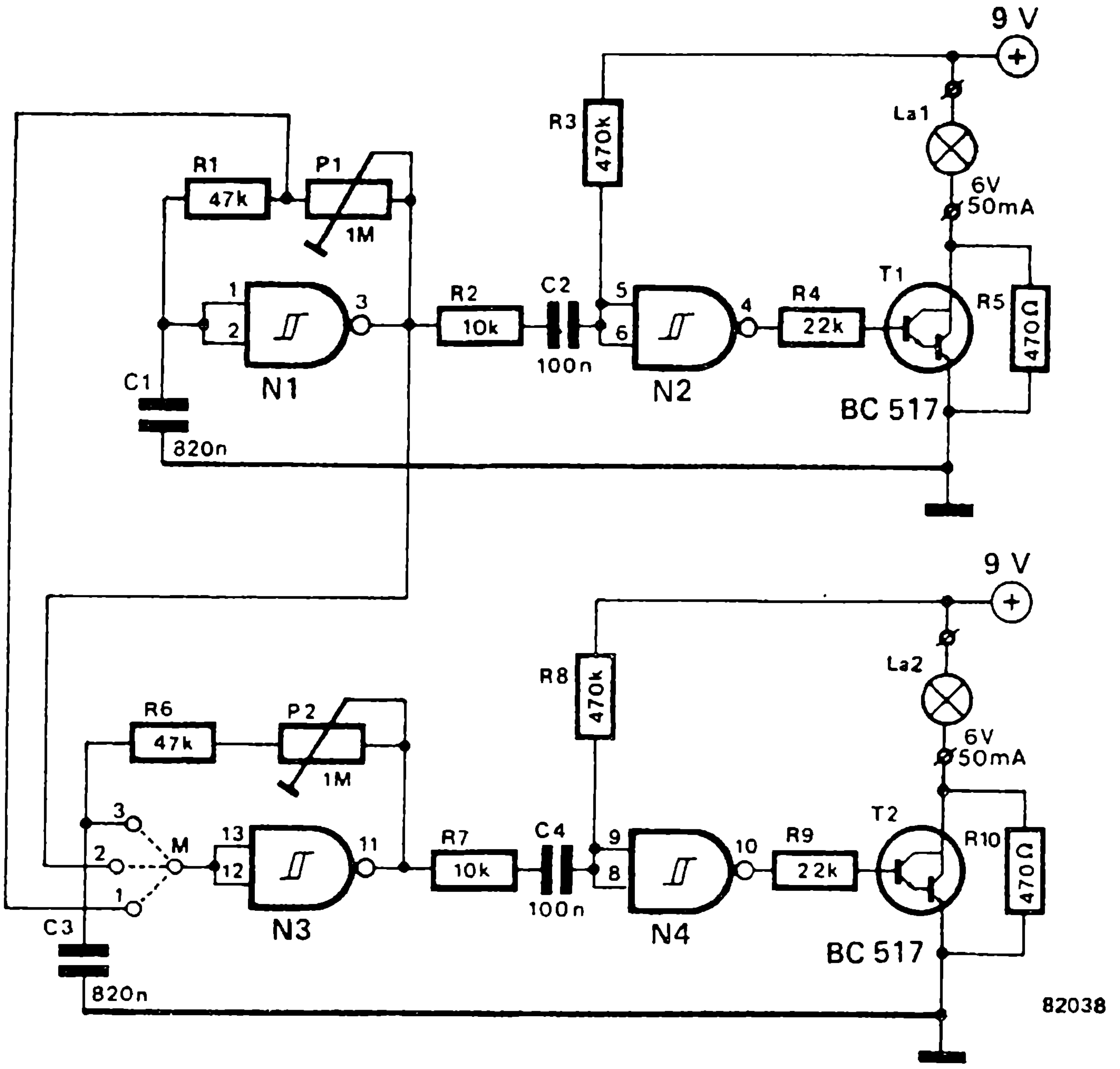
Semiconductoare
T1 = BC 547B
D1 = BB 105
D2 = LED
IC1 = 78 L12
B1 = B 40C 500 (rotund)

Diverse
X1 = cuarț 27,005 MHz
L1 = 47 μH vezi textul
Tr1 = transformator de rețea 24 V / 25 mA sec.
S1 = comutator unipolar
S2 = comutator de rețea bipolar

239 *Lumină intermitentă*

În perioada din preajma zilei Sfântului Nicolae se construiesc multe cadouri originale pentru Sărbătorile de Crăciun. Pasionații de electronică sunt și ei în mare efervescență. Lumina intermitentă prezentată aici se pretează în special ca girofar pentru vehicule miniatură de poliție și pompieri. De cele mai multe ori în jucăriile auto se mai poate introduce un mic montaj cu baterie. Din mulțimea de cadouri care sunt oferite astăzi copiilor, lumina in-

1



N1 . . . N4 = IC1 = 4093

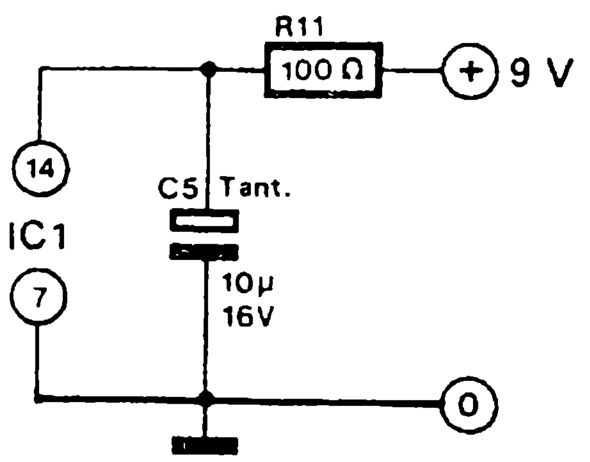


Fig. 1. Montajele celor două circuite de intermitență sunt identice. Se pot obține efecte diferite prin selectarea modului de funcționare cu o punte între M și 1, 2 sau 3.

termitentă se detașează clar. Datorită veridicității ei atrage imediat copiii și nu este uitată după scurt timp în cine știe ce colț.

Mic dar minunat

Fig. 1 arată că nu întotdeauna este nevoie de un microprocesor pentru a realiza un montaj eficient. Sunt suficiente câteva componente standard. Montajul constă în principiu din două „trepte de clipire" care comandă două beculețe. Deoarece nu toți constructorii din preajma Sărbătorilor de Crăciun sunt familiarizați cu electronica, urmează o scurtă descriere a montajului.

N1 ... N4 sunt patru triggere Schmitt conținute într-un circuit integrat CMOS. Cu N1 este

Lista de componente

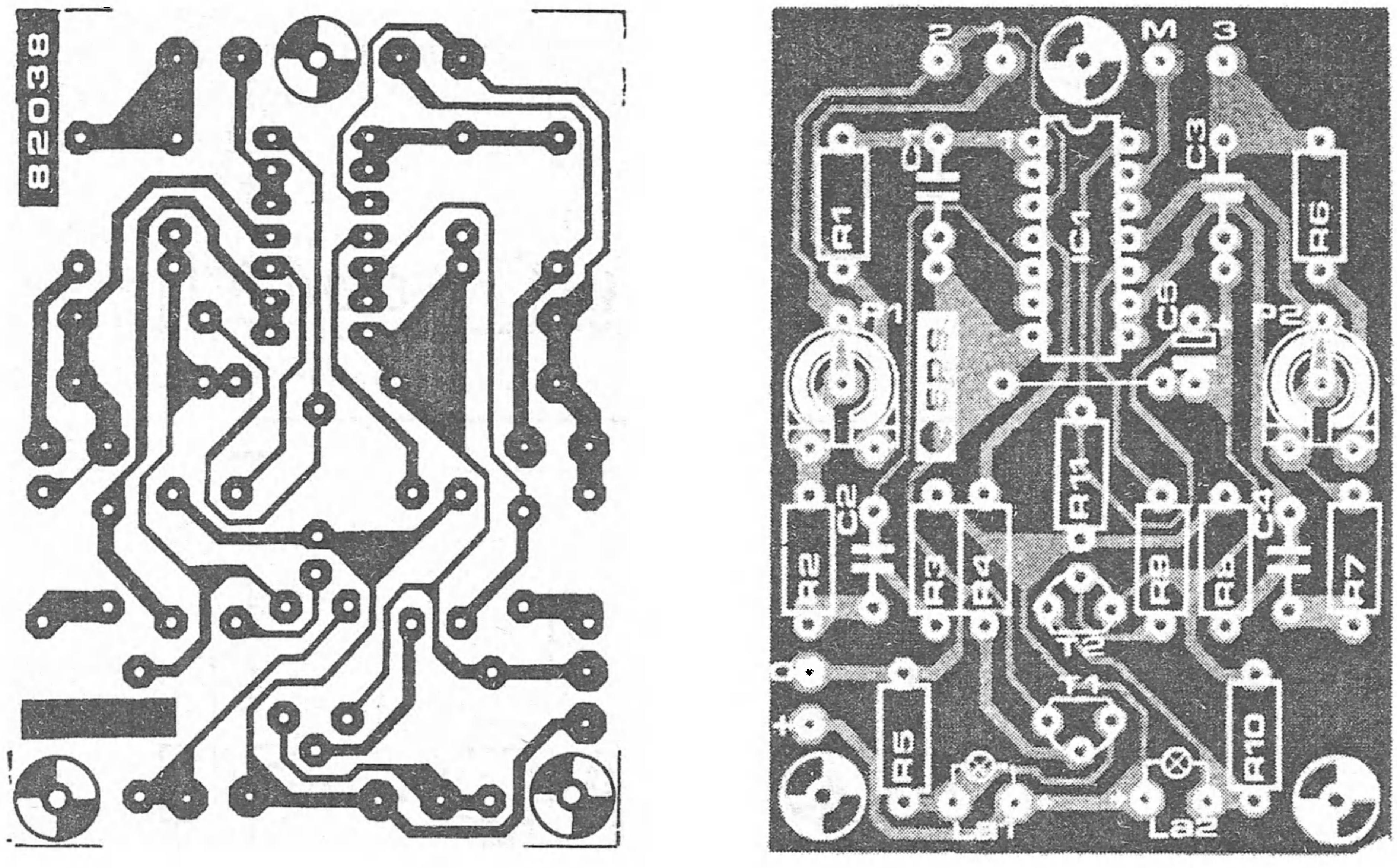
Rezistențe (1/8 W)
R1, R6 = 47 k
R2, R7 = 10 k
R3, R8 = 470 k
R4, R9 = 22 k
R5, R10 = 470 Ω (vezi textul)
R11 = 100 Ω
P1, P2 = 1 M pot. semireglabil

Condensatoare
C1, C3 = 820 n
C2, C4 = 100 n
C5 = 10 μ / 16 V tantal

Semiconductoare
T1, T2 = BC 517
IC1 = 4093

Diverse
La1, La2 = becuri 6 V / 50 mA
(vezi textul)
Baterie compactă 9 V

2



construit un așa-zis multivibrator astabil. La intrare se găsește condensatorul C1. Intrarea și ieșirea sunt legate împreună prin R1/P1. C1 se încarcă și se descarcă prin rezistențe. Să considerăm acum că ieșirea lui N1 este în starea „1” (circa 9 V). Atunci C1 este încărcat. Dacă tensiunea condensatorului atinge o valoare anume, atunci ieșirea lui N1 basculează în starea „0” (circa 0 V). Condensatorul este descărcat. În acest mod N1 furnizează o tensiune dreptunghiulară a cărei frecvență depinde de raportul lui C1 cu R1 și P1. Cu ajutorul lui P1 frecvența se poate modifica între anumite limite.

Tensiunea dreptunghiulară ajunge pe un circuit diferențial R/C, C2/R3. Deoarece R3 este legată la polul plus al tensiunii de alimentare, sunt influențate doar fronturile negative ale tensiunii dreptunghiulare. Se formează un scurt impuls care în cele din urmă comandă prin N2 tranzistorul Darlington T1. În circuitul de colector al acestui tranzistor se găsește un bec care luminează scurt. Rezistența R5 menține becul „la cald”. Prin aceasta se reduce curentul de conectare al becului, iar durata sa de viață crește. Aici, un bec de 6 V este utilizat la o tensiune de 9 V; prin aceasta, lumina sclipește puternic. Cea de a doua parte a montajului funcționează la fel cu prima; în schimb, cu ajutorul unei punți de sârmă se pot alege

Fig. 2. Cablajul este atât de mic, încât montajul poate încăpea în multe automodele.

diferite moduri de funcționare. O punte între M și 3 înseamnă: două clipiri independente una de alta. Dacă există o punte între M și 2, atunci lămpile luminează alternativ cu o frecvență ce poate fi reglată cu P1 În sfârșit, mai există o posibilitate, ca ambele lămpi să clipească în același timp (punte de sârmă între M și 1). În acest caz frecvența este reglată de asemenea cu P1.

Circuitul imprimat

Ambele montaje oscilatoare pot fi construite pe placa din fig. 2. Pentru P1 și P2 se pot folosi și potențiometre. Modul de funcționare este stabilit cu o punte între M și 1, 2 sau 3. Montajul funcționează cu tensiuni de lucru între 3 și 15 V. Din motive de spațiu se poate utiliza cel mai bine o baterie compactă de 9 V. Tensiunea becurilor ar trebui să fie circa 2/3 din tensiunea de funcționare, altminteri efectul nu mai este la fel de impresionant sau lampa este suprasolicitată. Curentul maxim de comutat nu trebuie să fie mai mare de 400 mA (pentru scurt timp). Rezistențele R5 și R10 se aleg astfel încât lămpile să fie pe punctul de a lumina.

Pentru montare nu sunt necesare instrucțiuni speciale.

240 Indicator de continuitate cu semnale sonore

Un montaj electronic funcționează, bineînțeles, doar atunci când este construit corect. Există însă greșeli datorate plăcilor sau cablajelor care, în general, nu lipsesc la un montaj nou. Depistarea unor asemenea defecțiuni, în special la cablajele dublu placate, cu contacte de trecere, utilizate adeseori în sistemele cu microprocesoare, cere adeseori multă atenție. Este util în această situație un mic aparat care să poată da indicații asupra stării unei legături. Unii pasionați de electronică vor obiecta: „cablajele cumpărate de gata nu funcționează!" Cu această remarcă ei au bineînțeles dreptate. Totuși, nimic nu este perfect. În ciuda controlului de calitate, un procent de 0,1% din defecțiunile plăcilor rămâne nedepistat. Dacă dorim să fim siguri 100%, atunci trebuie efectuat un control propriu înainte de plantarea pieselor, în special la cablajele cu contacte de trecere.

Pasionații de electronică care-și confecționează singuri cablajele sunt în schimb confruntați adeseori cu problema defecțiunilor rezultate din prelucrarea acestora și chiar din conceperea lor în mod greșit. Posibilitățile amatorilor de multe ori nu sunt suficiente pentru a realiza cablaje precise cu trasee înguste. De aceea, nu se poate renunța la o inspecție amănunțită a produsului finit. O asemenea verificare se face de cele mai multe ori cu un ohmmetru. Procedeul are însă dezavantajul de a fi „legat de privire". Cu alte cuvinte, trebuie privit cu un ochi la placă și cu altul la instrument. O

1

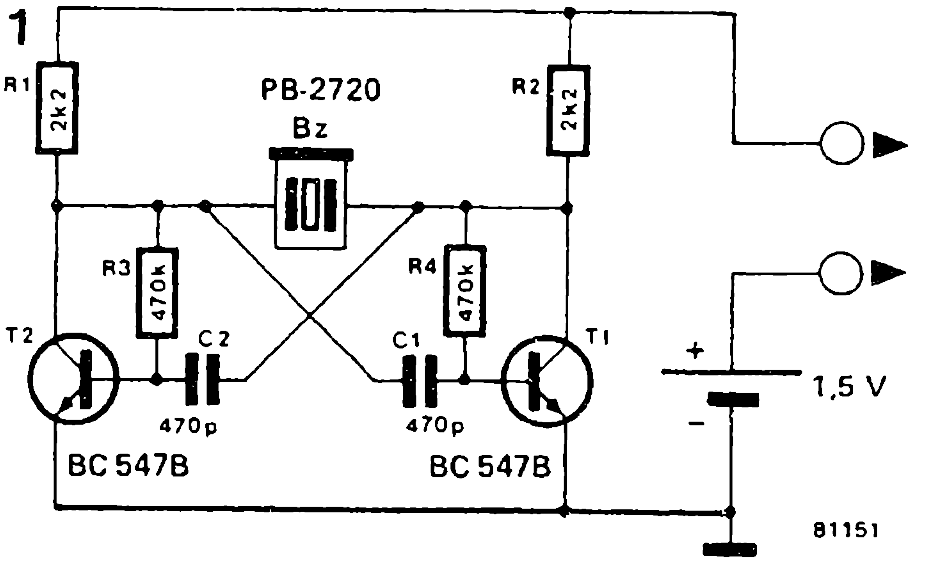
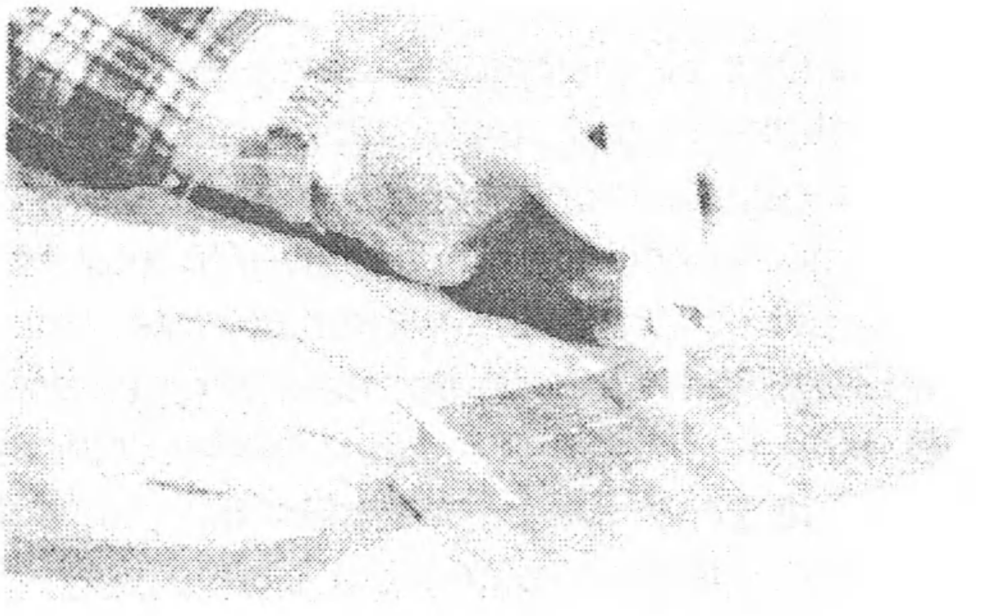


Fig. 1. Indicatorul de continuitate constă dintr-un multivibrator astabil și un buzer piezoelectric. La scurtcircuitarea celor două sonde de măsurare, buzerul sună.

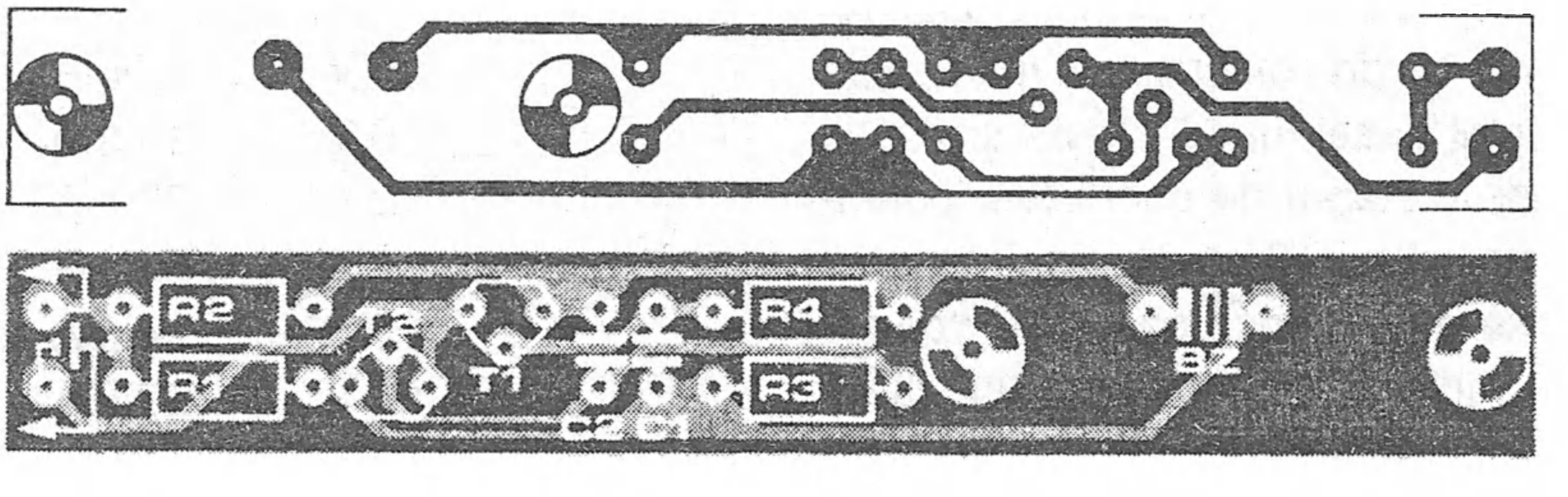


Lista de componente

Rezistențe
R1, R2 = 2k2
R3, R4 = 470 k
Condensatoare
C1, C2 = 470 p
Semiconductoare
T1, T2 = BC 547B
Diverse
Bz = buzer piezoelectric PB-2720 (Toko)
2 sonde de măsurare
Baterie de 1,5 V

Fig. 2. Toate componentele, inclusiv buzerul și o baterie de 1,5 V, sunt introduse într-o țeavă de plastic. O sondă de măsurare este fixată rigid de această țeavă, iar cealaltă este legată printr-un cablu suficient de lung.

2



indicație acustică face munca mult mai plăcută, deoarece avem mereu o ureche liberă! Un scurtcircuit depistat trebuie semnalizat cu un piuit ușor de perceput. La o întrerupere, aparatul trebuie să rămână mut.

Tot ceea ce este necesar pentru realizarea unui asemenea aparat este reprezentat în fig. 1. Montajul nu este altceva decât un multivibrator astabil. Un scurtcircuit între cele două sonde de măsurare produce o tensiune dreptunghiulară prin buzerul piezoelectric; aceasta are ca urmare un „bing".

Toate componentele, inclusiv buzèrul, pot fi amplasate pe placa din fig. 2 și pot fi introduse, împreună cu o baterie miniatură de 1,5 V sau un microacumulator, într-o țeavă de material plastic. La această țeavă se poate atașa, cu ajutorul unui conductor, o sondă de măsurare iar cealaltă poate fi fixată în capătul ei.

Încă două cuvinte despre utilizare: cu acest aparat pot fi stabilite și corespondențele între cele două capete ale unui mănunchi de conductoare. Un lucru nu trebuie uitat: sondele de măsurare trebuie așezate întotdeauna la capetele legăturilor și nu indiferent unde.

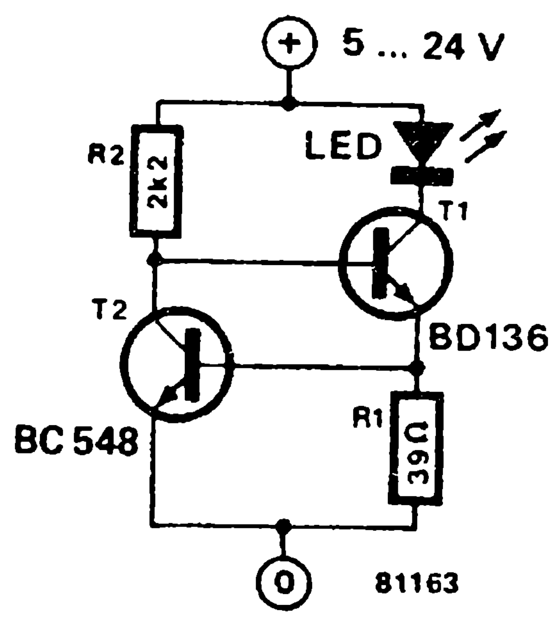
241 LED cu domeniu mare al tensiunii de alimentare

LED-urile ca indicatoare optice pentru valori electrice nu mai sunt astăzi o raritate. Totuși, de regulă, montajul LED-ului este dictat de anumite condiții de funcționare. Cu totul altfel se petrec lucrurile în montajul prezentat aici. El menține aproape constant curentul prin LED într-un domeniu al tensiunii de alimentare de la 5 la 24 V. De aceea montajul poate fi alimentat cu tensiuni puternic oscilante.

Curentul maxim prin diodele luminescente normale poate avea până la 50 mA. Realitatea este totuși că, la curenți de peste 20 mA, intensitatea luminoasă crește nesemnificativ. De aceea este normal să se mențină curentul constant la 20 mA. Pentru aceasta, se utilizează o sursă de curent constant construită cu tranzistoarele T1 și T2 și cu rezistențele R1 și R2. Montajul sursă de curent menține constant curentul prin LED, într-un domeniu cuprins între 15 mA și 27 mA, pentru variații ale tensiunii de alimentare între 5 și 24 V.

Funcționarea este relativ simplă. Dacă tensiunea de alimentare crește, prin tranzistorul T1 circulă un curent de colector mai mare. Prin aceasta, curentul bazei lui T2 crește și aduce acest tranzistor în starea de conducție; potențialul de colector al lui T2 devine mai negativ. Același lucru se petrece pe baza lui T1; ca urmare, T1 se închide tot mai mult și astfel acționează contra creșterii inițiale a curentului. Se realizează în acest mod un efect de stabilizare.

Tabelul de mai jos dă informații despre curentul prin LED la diferite tensiuni de alimentare:



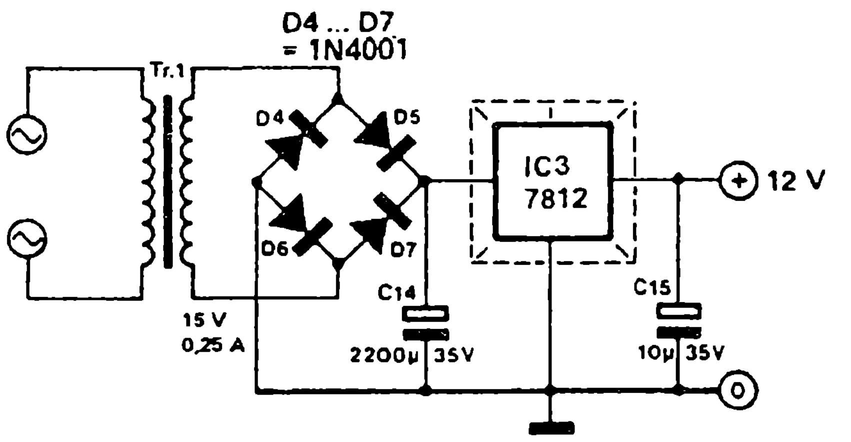
5 V	15 mA
9 V	18 mA
12 V	20 mA
15 V	22 mA
18 V	24 mA
24 V	27 mA

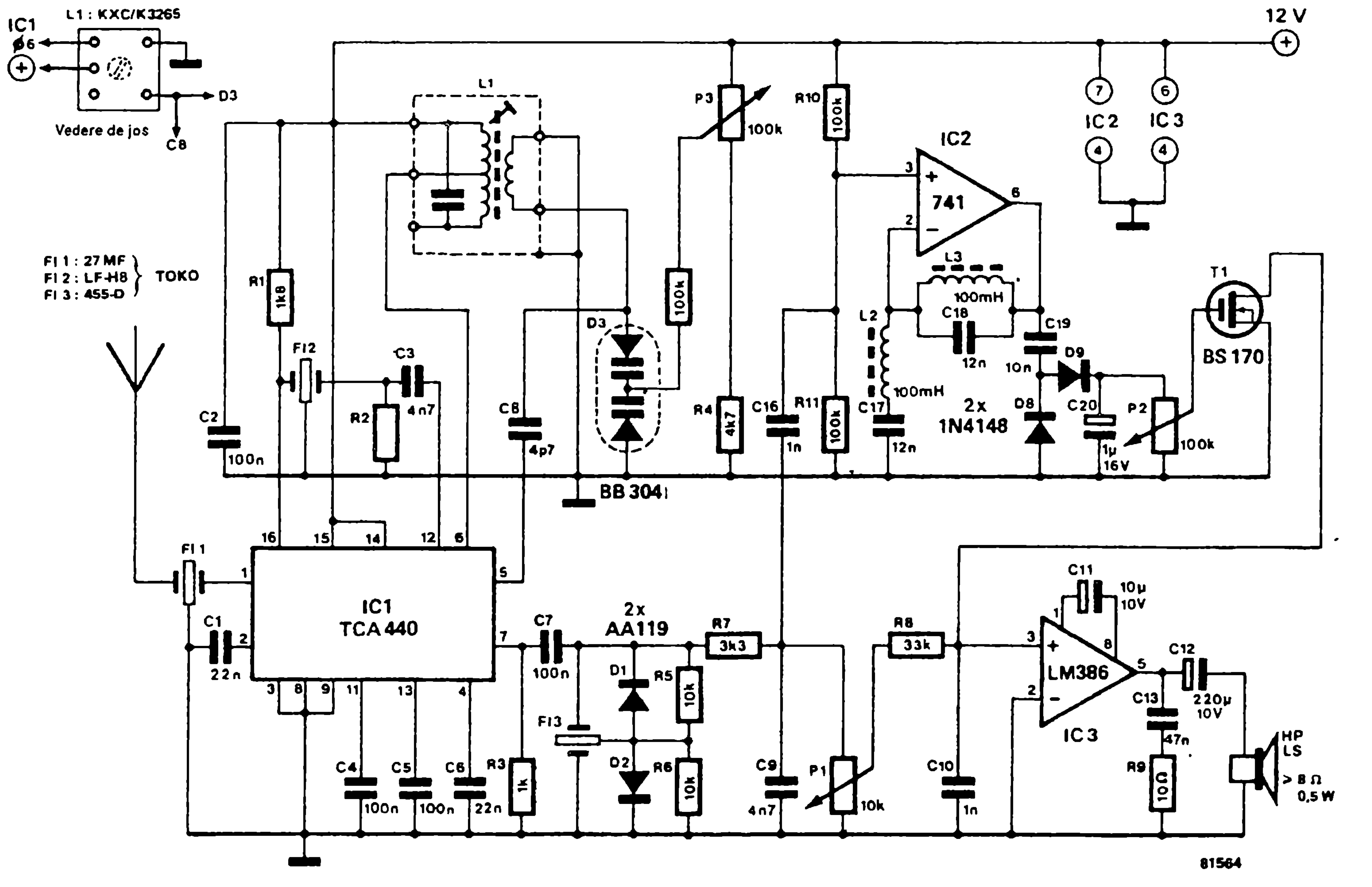
242 Receptor simplu CB-FM

De câtva timp modulația în frecvență pătrunde și în domeniul CB. Cine a utilizat până acum un receptor de unde scurte multibandă este confruntat în prezent cu un sentiment de insatisfacție la recepția stațiilor FM. Așa cum o arată montajul de față, se poate totuși construi într-un mod simplu un receptor FM-CB. Acest receptor ia în considerare în mare măsură dorința de a evita punctele de acord. Se înțelege de la sine că, cu un astfel de concept, nu se poate obține cea mai mare sensibilitate și, respectiv, capacitate de separare. Montajul reprezintă însă un bun compromis între simplitate și putere.

S-a utilizat un circuit integrat de tipul TCA 440. Selecția se realizează pe cât posibil cu filtre ceramice. Receptorul lucrează cu o frecvență intermediară de 455 kHz. Filtrul de intrare este de tipul 27 MF ceramic, astfel încât se obține o atenuare acceptabilă a frecvenței imagine. Celălalt aspect este o atenuare a filtrului de maximum 6 dB, din care cauză sensibilitatea este diminuată suplimentar. Deoarece filtrul de frecvențe intermediare FI este utilizat fără transformator de adaptare, selecția îndepărtată este la 40 dB. Demodularea semnalului FM se realizează de asemenea cu un filtru ceramic, într-un circuit discriminator. Din cauza zgomotului din pauzele de transmisie, s-a prevăzut un circuit squelch (zonă de insensibilitate, în care receptorul ignoră semnalele slabe), care reacționează la zgomotele din domeniul 4,5 kHz. Amplificatorul JF nu necesită nici un comentariu, puterea de ieșire trebuind să fie suficientă scopului propus.

În concluzie, se poate spune că este cu siguranță posibil să se dezvolte un receptor mai bun, dar acesta ar trebui să fie conceput ca un „super" care, poate fi construit chiar mai simplu.





243 Dispozitiv de avertizare pentru autovehicule

Acest montaj avertizează șoferul, la părăsirea autovehiculului, că unul sau mai mulți consumatori electrici nu au fost deconectați. Rezolvarea problemei se poate realiza prin gândire logică. Tocmai de aceea se impune realizarea montajului în tehnică digitală.

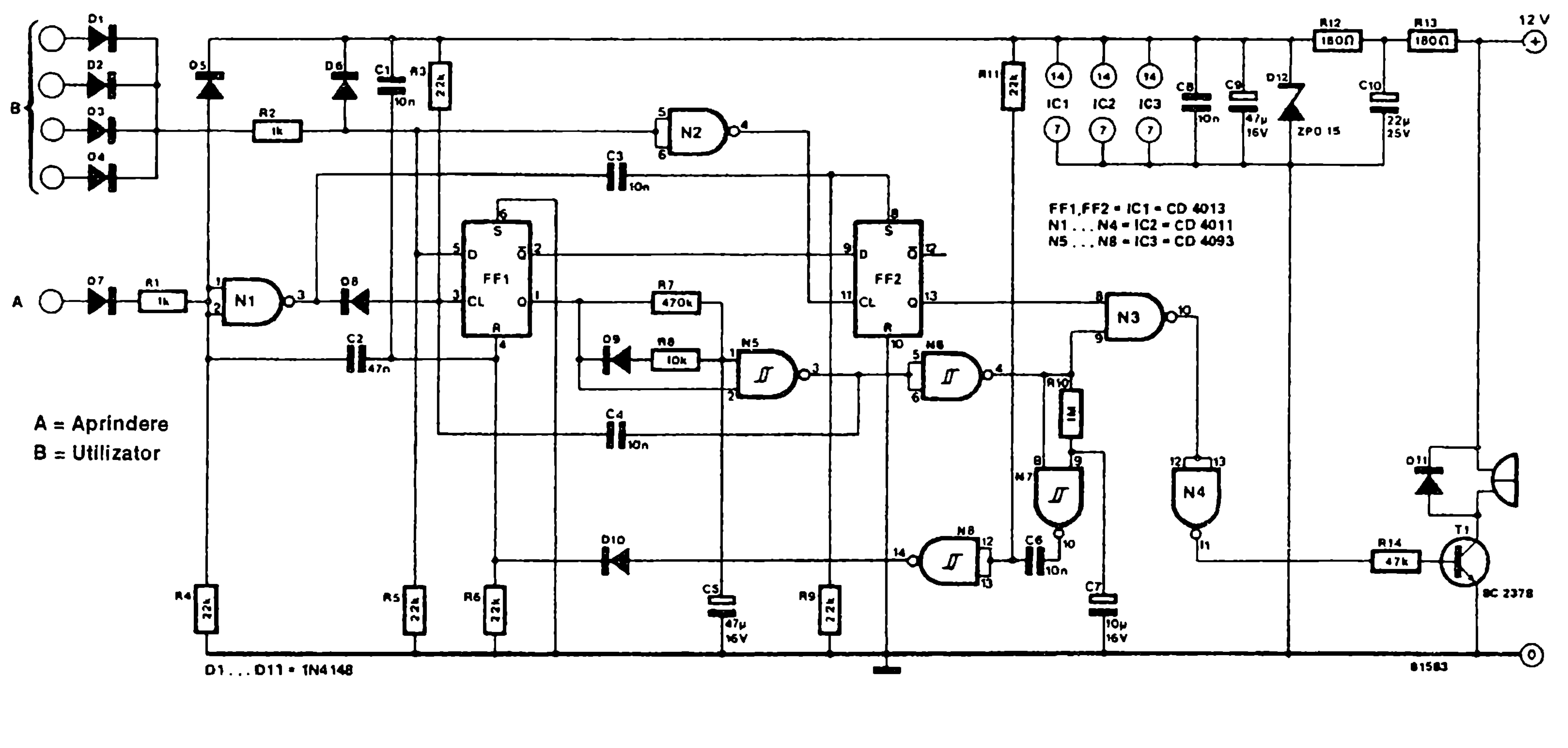
Montajul pare, la prima vedere, mai complicat decât este de fapt. Sunt necesare doar trei circuite integrate. Consumatorii de supravegheat se conectează la diodele D1 ... D4 (sau mai multe), comutatorul de aprindere se conectează la D7, iar tensiunea acumulatorului la „+12 V" și la „0".

Dacă plecăm de la situația în care nici un consumator, în afară de aprindere, nu este conectat, la ieșirea porții NAND N1 se găsește un „0" logic. Impulsul pozitiv reset produs de C2 pentru FF1, la conectarea aprinderii, resetează multivibratorul. Dacă aprinderea este deconectată din nou, la ieșirea lui N1 apare un „1" logic. FF2 primește prin C3 un impuls de setare; la ieșirea sa Q apare un „1" care îl deschide pe N3. FF1 preia informația logică la intrarea sa D, în acest caz un „0" logic, deoarece nu este conectat nici un consumator. La ieșirea Q a lui FF1 se găsește deci un „0". Tranzistorul T1 rămâne blocat din cauza lui „0" logic de la ieșirea lui N4.

Un alt caz de funcționare este atunci când sunt conectați unul sau mai mulți consumatori. Aprinderea este conectată și apoi deconectată. La deconectarea aprinderii, ieșirea porții N1 trece în starea „1" logic. FF1 preia informația „1" logic de la intrarea D și setează corespunzător ieșirile Q și $\overline{Q}$. C5 este încărcat prin R7. După scurgerea timpului de încărcare τ = R7·C5, la ieșirea lui N5 apare un „0" logic. Acest semnal este diferențiat prin C4/R3 și servește ca semnal de tact pentru FF1.

În perioada de încărcare a lui C5, șoferul are ocazia de a deconecta consumatorii rămași conectați și să împiedice prin aceasta declanșarea alarmei. Semnalul logic „1" de la ieșirea lui N6 încarcă condensatorul C7, prin R10, în 10 secunde. După scurgerea acestui timp, ieșirea lui N7 devine „0". Acest impuls este diferențiat prin C6/R11 și formează un semnal de reset pentru FF1 (prin N8). Ieșirea Q a acestuia coboară la „0" logic și alarma este declanșată.

Alarma poate fi bineînțeles deconectată în prealabil, prin conectarea aprinderii (vezi mai sus). O oprire este de asemenea posibilă atunci când un consumator este conectat și deconectat pentru scurt timp. Montajul poate deosebi de asemenea dacă un consumator este conectat intenționat sau neintenționat. Acest ultim caz de funcționare trebuie totuși explicat pe scurt: la deconectarea consumatorului, FF2 primește un impuls de tact prin N2. Multivibratorul basculează în starea „0" la ieșirea sa Q. Cu aceasta, tranzistorul T3 este blocat prin N3



și N4. Semnalul de alarmă este deconectat.

Există montaje de supraveghere mai simple. Cel prezentat aici, datorită ideilor aplicate, aproape că nu poate fi depășit ca utilitate. Mulțumită lui, acumulatorul are o durată de viață îndelungată.

(W. Gescheidle)

244 Preamplificator stereo HiFi

Comerțul de specialitate oferă etaje finale gata montate, de orice putere sau categorie de preț, într-o mare varietate. Orbit de datele adeseori astronomice privind coeficientul de distorsiune, puterea la ieșire, domeniul de frecvențe, cumpărătorul observă prea târziu că și cel mai bun amplificator final este lipsit de valoare fără un etaj preamplificator corespunzător.

Preamplificatoarele integrate apărute pe piață în ultimii ani permit construcția unor etaje de intrare cu zgomot redus, cu reglaj al tonului și posibilități de conectare la un picup cu doză magnetică. Ca exemplu dăm aici circuitul TDA 1054 dezvoltat de SGS-Ates, realizat în capsulă duală cu 16 pini în linie care, așa cum se vede din fig. 1, conține un etaj preamplificator separat, format din două tranzistoare, care poate realiza o sensibilitate la intrare de 3 mV. Acest etaj, împreună cu R7, R8, C5 și C6 servește la corectarea frecvenței. Bașii proveniți

Caracteristici tehnice:

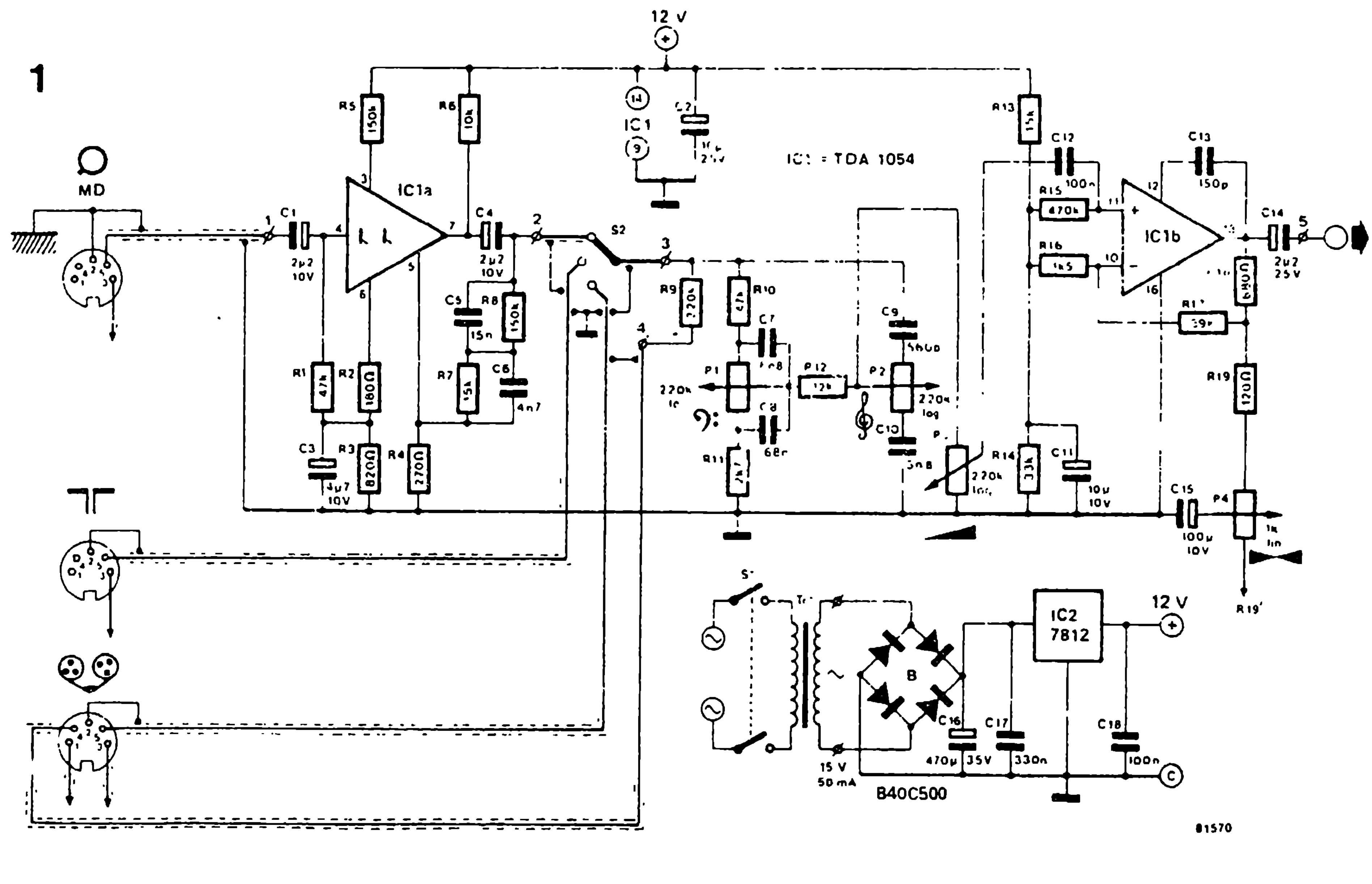
Sensibilitatea la intrare la o tensiune la ieșire de 775 mV_{ef} și o frecvență de 1 kHz:

Picup cu doză magnetică	3 mV / 50 k
Tuner	220 mV / 50 k
Casetofon	220 mV / 50 k
Tensiune de ieșire maximă	2,5 V_{ef}
Domeniu reglaj balans	12 dB

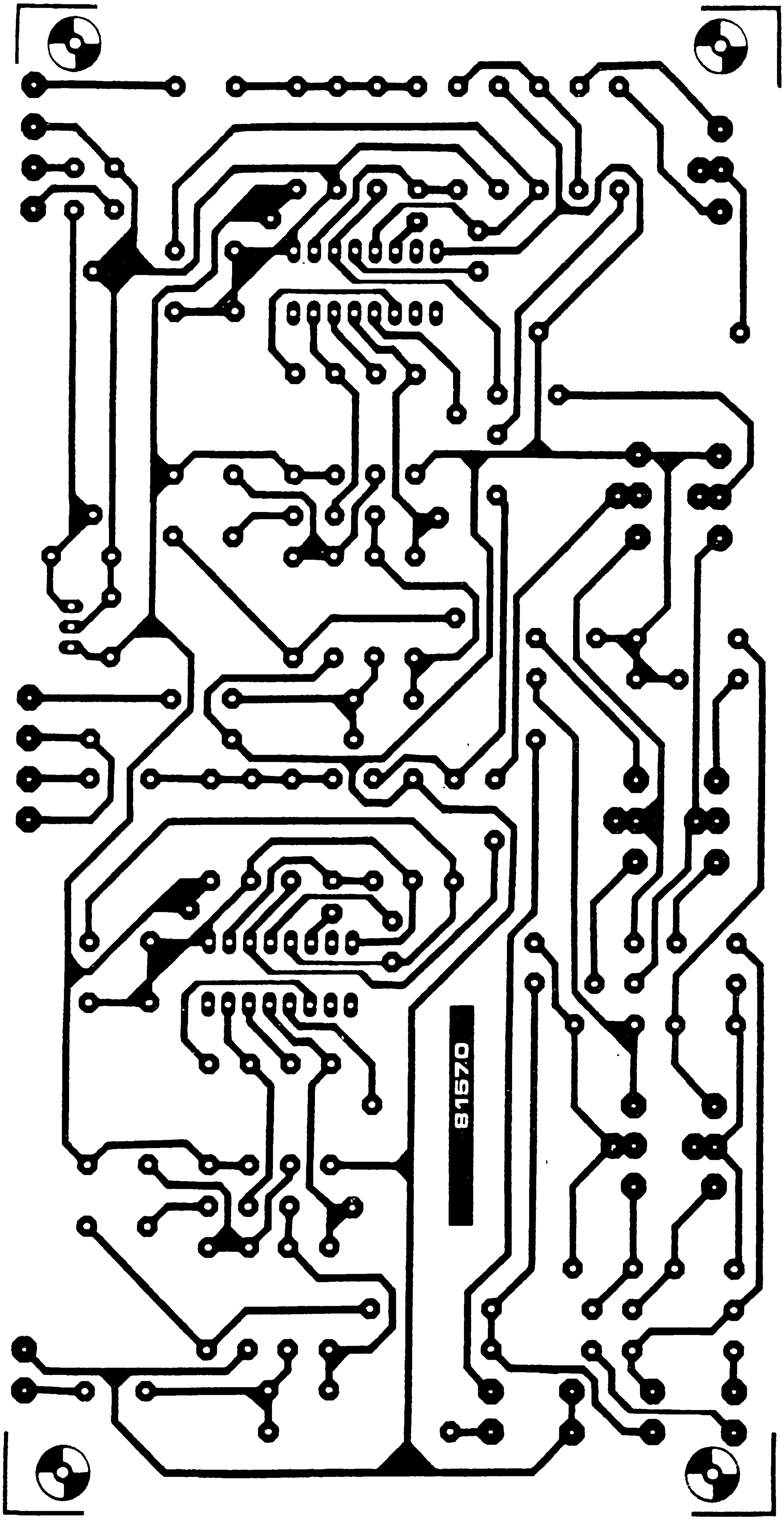
Reglaj sunet:

Joase (100 Hz)	±13 dB
Înalte (10 kHz)	±13 dB
Coeficient de distorsiune	<0,05%
(f = 1 kHz; tensiune la ieșire = 755 mV_{ef})	
Domeniu de frecvență	20 Hz ÷ 24 kHz
(–3 dB, regulatorul de sunet în poziția mediană)	
Raportul semnal/zgomot	>65 dB
(tensiunea la ieșire 755 mV_{ef})	

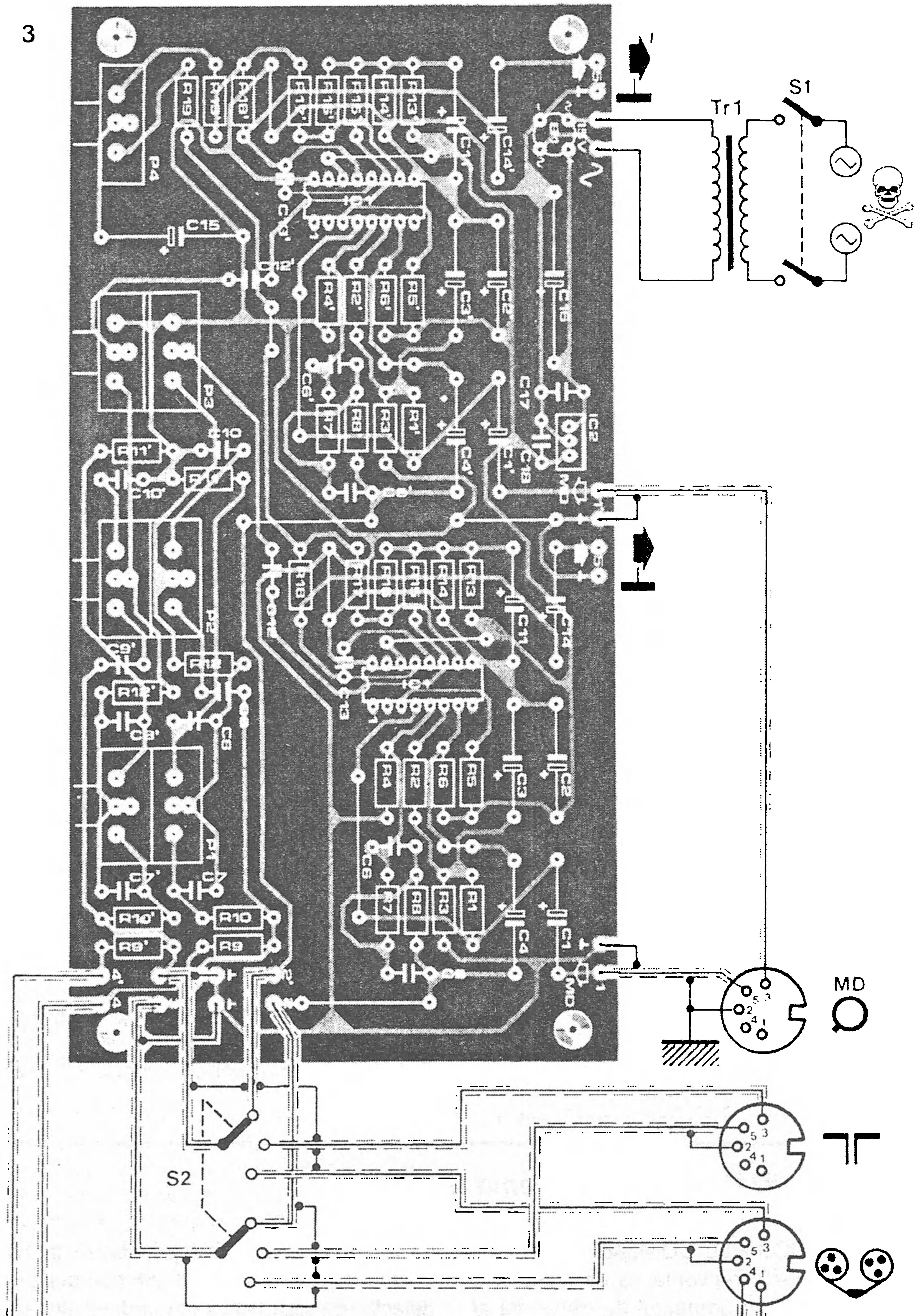
1



2



3



81570 2

de la doza magnetică a picupului sunt amplificați iar semnalele înalte sunt atenuate. S2 permite o comutare între picup, tuner și casetofon. Potențiometrele P1 și P2 (jumătățile unui potențiometru dublu) influențează redarea bașilor și a acutelor. Deoarece este vorba de un circuit pasiv de reglare a tonului, pericolul supraexcitării în acest etaj este evitat. După reglarea intensității sunetului cu P3, semnalul ajunge în cel de al doilea etaj al circuitului integrat, un amplificator operațional. Factorul de amplificare este determinat de raportul R16/R17 și R18/(R19 + P4). Cu P4 poate fi reglat balansul între canalele dreapta și stânga (nefigurat). În poziția mijlocie a lui P4, ambele canale au factorul de amplificare egal cu 26. Când cursorul potențiometrului se găsește la extrema dreaptă sau stângă, atunci apare o diferență de amplificare de 12 dB între cele două canale. Fig. 2 prezintă partea din circuit în care circuitul integrat stabilizator 7812 are rolul de a asigura o alimentare suficientă a ambelor canale la o tensiune de 12 V. Datele privind tensiunea la intrare și la ieșire pot fi preluate din tabel. Părțile constructive ale canalului stâng au aceeași simbolizare ca acelea prezentate în fig. 1 pentru canalul drept și sunt prevăzute cu un apostrof în lista de componente, pentru a putea fi deosebite.

Lista de componente

Rezistențe

R1, R1', R10, R10' = 47 k
R2, R2' = 180 Ω
R3, R3' = 820
R4, R4' = 270 Ω
R5, R5', R8, R8' = 150 k
R6, R6' = 10 k
R7, R7', R13, R13' = 15 k
R9, R9' = 220 k
R11, R11' =2k7
R12, R12' = 12 k
R14, R14' = 33 k
R15, R15' = 470 k
R16, R16' = 1k5
R17, R17' = 39 k
R18, R18' = 680 Ω
R19, R19' = 120 Ω
P1 ... P3 = 220 k pot. dublu log. pentru imprimantă
P4 = 1 k potențiometru liniar pentru imprimantă

Condensatoare

C1, C1', C4, C4' = 2µ2 / 10 V
C2, C2' = 10 µ / 25 V
C3, C3' + 4µ7 / 10 V
C5, C5' = 15 n
C6, C6' = 4n7
C7, C7', C10, C10' = 6n8
C8, C8' = 68 n
C9, C9' = 560 p
C11, C11' = 10 µ / 10 V
C12, C12', C18 = 100 n
C13, C13' = 150 p
C14, C14' = 2µ2 / 25 V
C15 = 100 µ / 10 V
C16 = 470 µ / 35 V
C17 = 330 n

Semiconductoare

B1 = B40 C500 formă rotundă
IC1,IC1' = TDA 1054 (SGS-Ates)
IC2 = 7812

Diverse

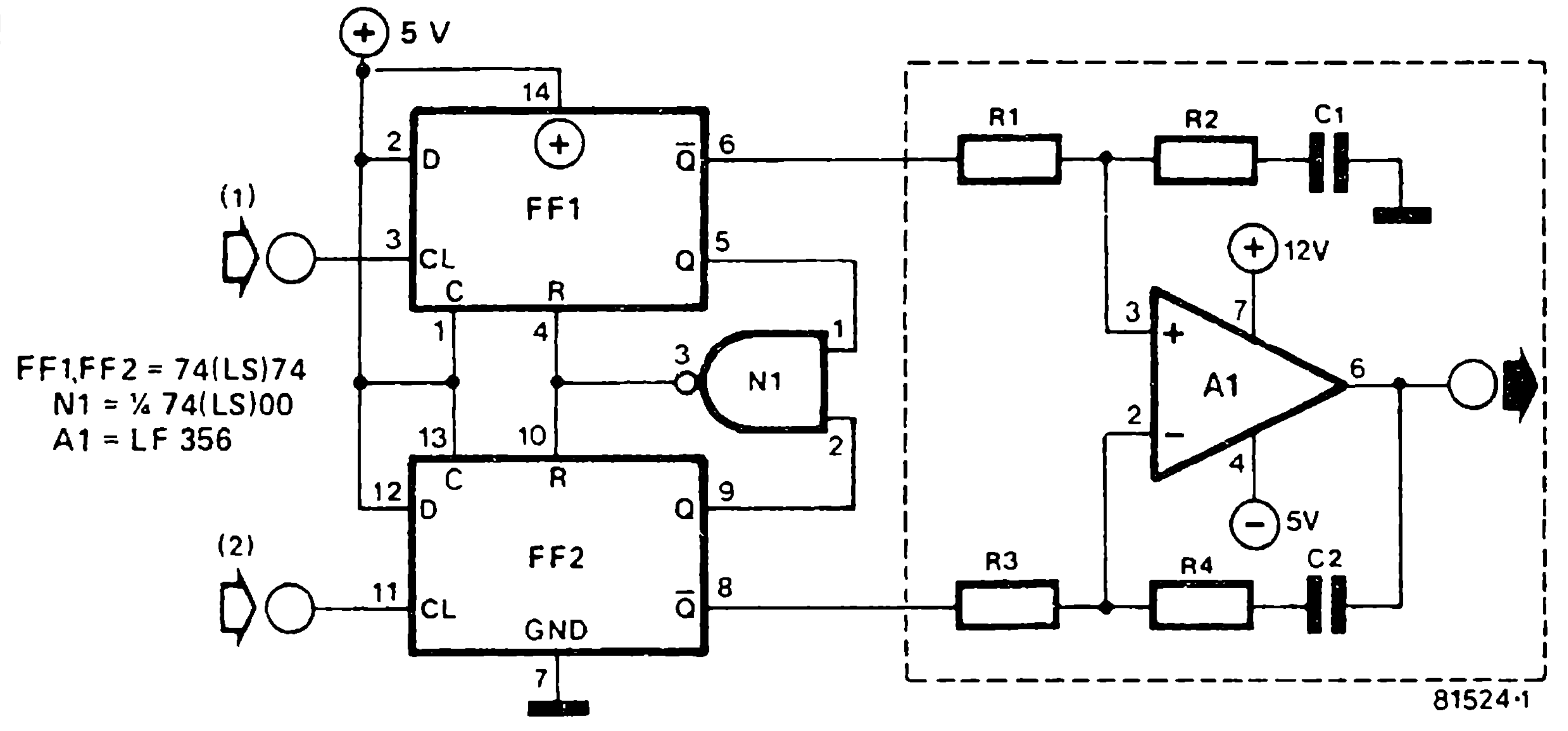
Tr1 = transformator rețea 15 V / 50 mA sec.
S1 = comutator rețea bipolar
S2 = comutator (pachet) rotitor 2 x 3 poziții

245 *Detector de frecvență și fază*

Circuitul CMOS PLL CD 4046 ar fi fost și mai universal dacă frecvența sa de lucru ar fi fost mai mare. Când domeniul de frecvență al oscilatorului comandat în frecvență (VCO) este mai mare de o octavă, atunci un circuit multiplicator nu mai este adecvat ca detector de fază. Circuitul trebuie să fie independent de frecvență.

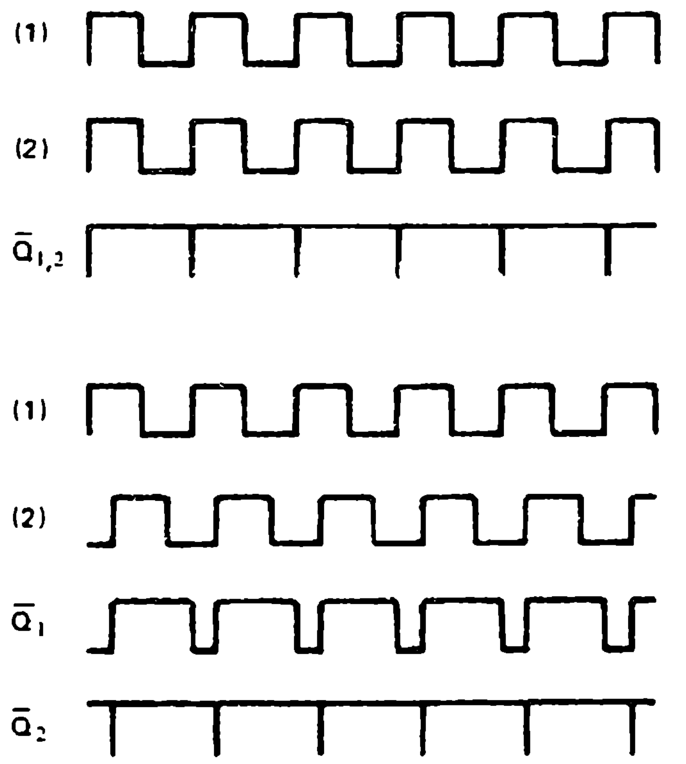
Montajul descris aici se comportă ca un detector de fază digital (ca și detectorul de fază din IC 4046); el lucrează însă la o frecvență mai înaltă. Atunci când cele două semnale de intrare notate cu (1) și (2) au aceeași frecvență

1



și fază, ambele multivibratoare sunt resetate concomitent și nemijlocit. Dacă apare un decalaj de fază între (1) și (2), atunci se modifică relația între momentele de reset. Dacă, de exemplu, frecvența lui (1) este mai mare ca a lui (2), atunci la ieșirea Q a lui FF1 apare o tensiune mai înaltă (valoare medie) decât la ieșirea Q a lui FF2. Din această diferență amplificatorul operațional A1 derivă tensiunea de reglare necesară. Dimensionarea componentelor R1, R2, C1, R3, R4 și C2 depinde de frecvența semnalelor de intrare. Diagrama impuls/timp clarifică funcționarea montajului.

2



246 Booster 50 W

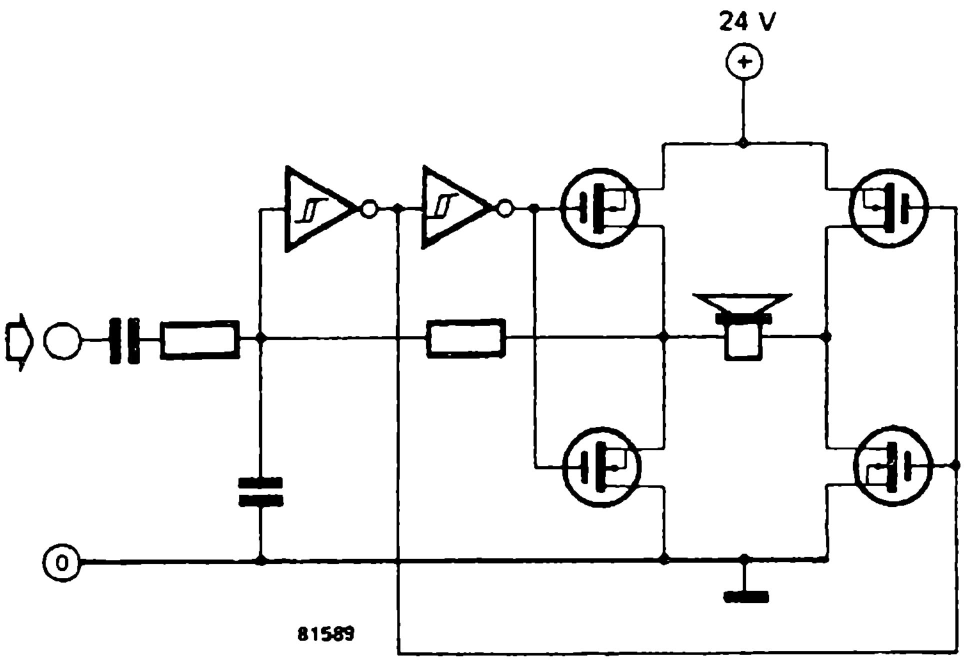
Un booster ar trebui să îndeplinească, după posibilități, următoarele trei condiții:

1. Putere suficientă (mai mare de 10 W) și un coeficient de distorsiune de la liniaritate suficient de mic.

2. Construcție compactă și stabilitate termică bună.

3. Comportare ireproșabilă la tensiuni de funcționare puternic oscilante.

La montajul prezentat aici este vorba de o idee de dezvoltare care la transpunerea în practică a îndeplinit în mare măsură cele trei condiții. A fost combinat principiul deja publicat în Elektor, al amplificatorului PDM autooscilant cu un etaj final în punte. Din cauza tensiunii de alimentare de până la 28 V (la un acumulator de 24 V) nu se poate utiliza în condiții de fiabilitate nici un circuit integrat CMOS pentru cele



două triggere Schmitt; ar fi adecvat de exemplu un trigger construit cu un amplificator operațional CA 3130.

247 Convertor de tensiune de la 12 la 24 V

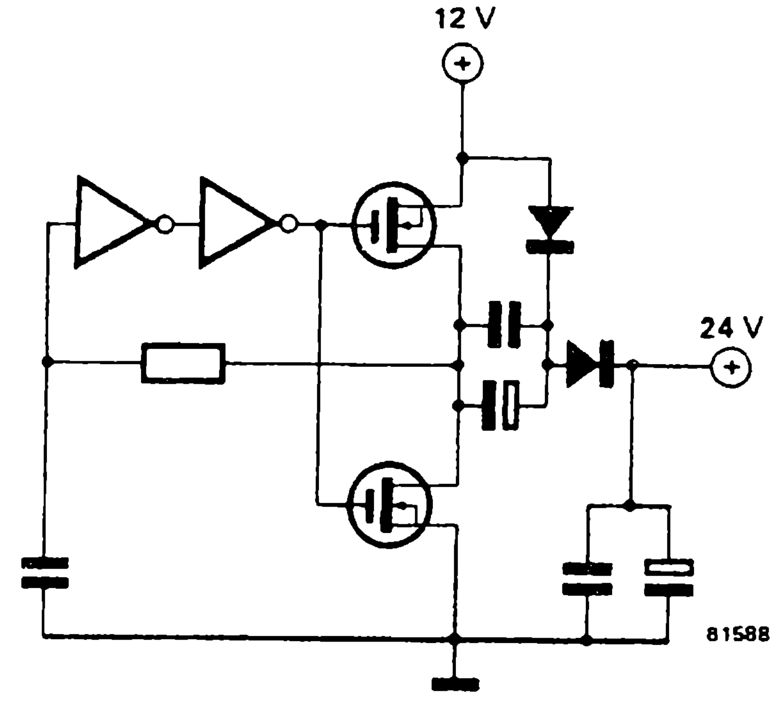
Atunci când dorim să utilizăm un amplificator JF de mare putere la o tensiune de alimentare de 12 V (HiFi în autoturism), avem de ales între mai multe posibilități:

1. Amplificator cu tensiune de alimentare de 12 V și difuzor cu impedanță foarte mică (de exemplu, 2 Ω).

2. Amplificator cu tensiune de alimentare de 12 V și transformator la ieșire pentru adaptare la difuzor cu impedanță normală.

3. Utilizarea unui convertor de tensiune pentru a produce tensiunea de funcționare necesară unui amplificator de putere. Un asemenea convertor poate fi realizat atât cu transformator, cât și fără.

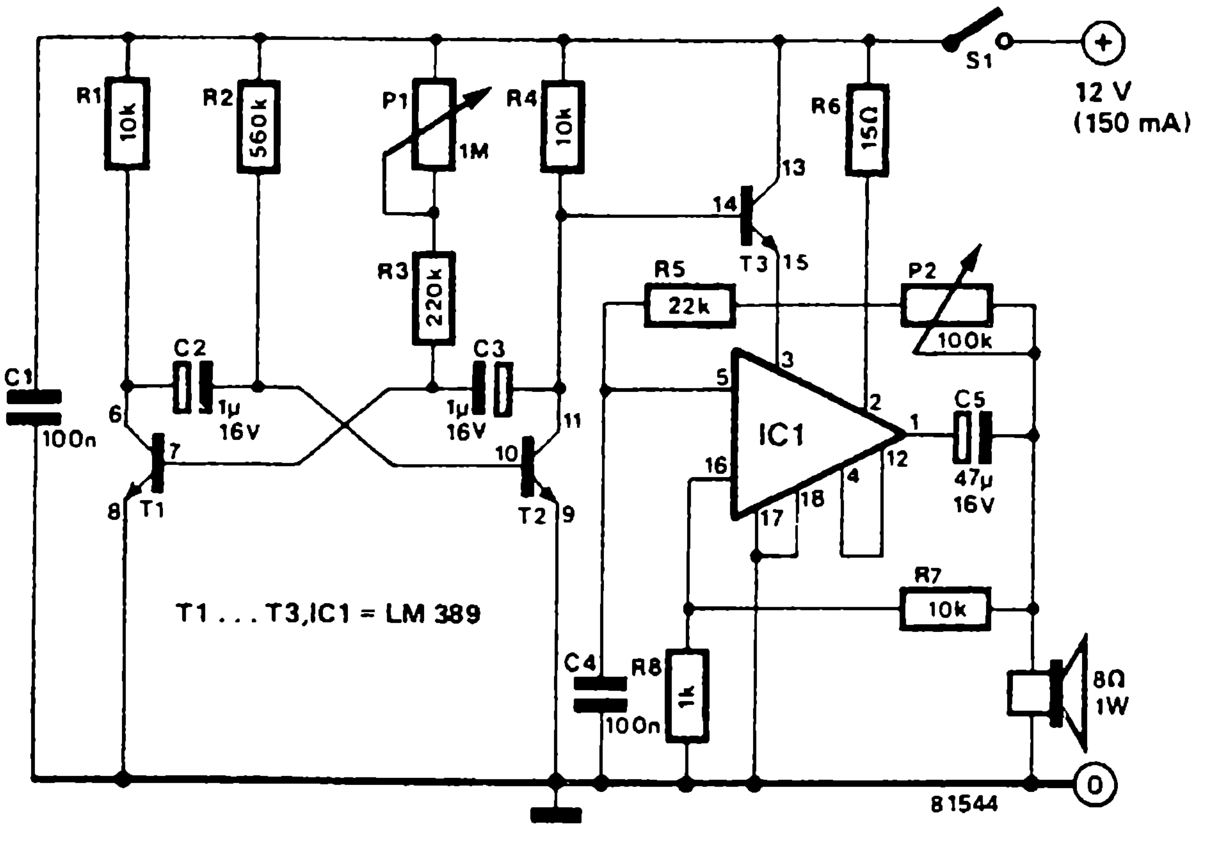
Dezvoltarea tranzistoarelor de putere moderne de tipul MOS-FET favorizează în special dezvoltarea ultimei posibilități. Un exemplu este montajul, foarte simplu, care constă în principal doar dintr-un multivibrator astabil cu o ieșire CMOS de putere. Funcționarea dublorului de tensiune este aceeași ca și la convertorul de tensiune de la 6 la 12 V descris în această carte. Atunci când FET-ul de jos conduce, primul condensator electrolitic se încarcă. După aceasta, conduce FET-ul de sus, cel de jos trece în starea de blocare. Polul minus al primului condensator electrolitic se găsește acum



la 12 V, polul plus, în schimb, este la o tensiune cu 12 V mai mare, adică la 24 V. Această tensiune ajunge printr-o diodă la condensatorul electrolitic de la ieșire, care înmagazinează tensiunea de ieșire în timpul încărcării primului condensator.

248 Sirenă cu circuit integrat

Această sirenă este construită cu circuitul integrat LM 389 cu 18 pini. Circuitul conține, în afară de un amplificator final complet (la fel ca LM 386), trei tranzistoare suplimentare npn.



Conexiunile bază, colector și emitor sunt accesibile. Avem deci suficiente elemente active pentru construirea unei sirene.

Cu tranzistoarele T1 și T2 s-a construit un multivibrator astabil, a cărui frecvență poate fi reglată cu potențiometrul P1 între 1 și 7 Hz. Multivibratorul produce un semnal dreptunghiular care este disponibil la colectorul lui T2 (pinul 11 al lui IC1) și care comandă tranzistorul T3. Acest tranzistor este conectat cu emitorul său la intrarea muting a amplificatorului JF (pin 3). Acum intrarea muting este legată în ritmul frecvenței multivibratorului cu tensiunea de alimentare și atenuează astfel, în același ritm, semnalul de ieșire al amplificatorului JF.

Amplificatorul JF însuși este conectat ca oscilator dreptunghiular; frecvența sa este reglabilă cu P2 între 250 Hz și 1500 Hz. Sunetul sirenei ia naștere prin modularea cu semnalul multivibratorului.

249 *Adaptor de curent constant*

Sursele de curent constant sunt relativ rar necesare în atelierul amatorului. Dacă avem nevoie de un asemenea dispozitiv pentru testări, atunci bineînțeles, lipsește. Construirea unei surse de curent constant complete nu este neapărat necesară. Este suficient un adaptor, care să fie conectat la un alimentator asimetric disponibil, numai atunci când este necesară o sursă de curent constant.

Montajul prezentat are chiar și o altă posibilitate de utilizare: tensiunea raportată la masă a montajului simetrizator conectat înainte de adaptorul propriu-zis poate fi utilizată și separat, de exemplu pentru alimentarea montajelor cu amplificatoare operaționale. Un alimentator cu o tensiune de ieșire reglabilă de până la 30 V și un curent de 200 mA este disponibil în aproape orice atelier de amator. La acest alimentator se conectează adaptorul. Cu montajul cu IC1 și T1/T2 se obțin, la cele două condensatoare de filtrare C2 și C3, două tensiuni de câte 15 V față de punctul de masă artificial: emitoarele lui T1 și T2. Această tensiune simetrică de ±15 V poate fi utilizată și separat, dar nu concomitent cu adaptorul. Curentul furnizat ar trebui limitat la ±50 mA!

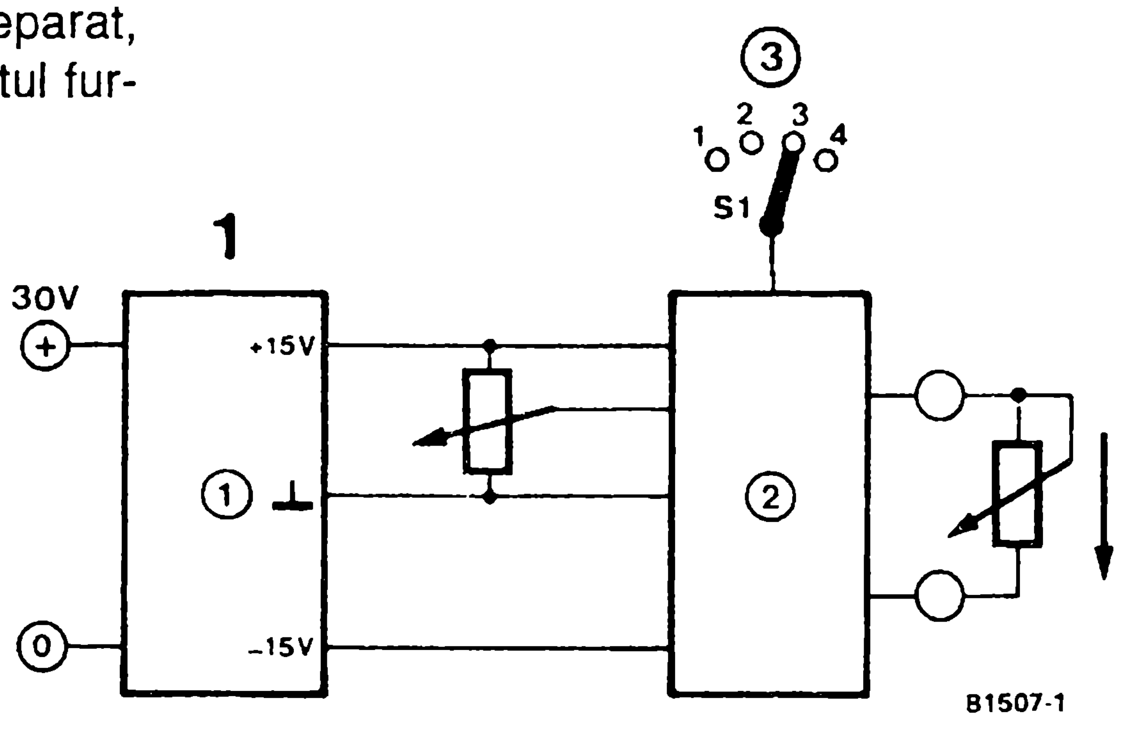
Să ne ocupăm acum de adaptorul de curent constant propriu-zis.

Simetrizarea tensiunii de intrare asimetrice servește aici pentru alimentarea amplificatorului operațional IC2. Divizorul de tensiune pentru comanda amplificatorului operațional ca sursă de curent este construit cu P1, R3 și R4. La cursorul lui P1 se obține o tensiune de 1,5 ... 15 V. Prin rezistența de sarcină R_L circulă un curent constant a cărui valoare depinde de tensiunea reglată cu P1 (U_{P1}) și de domeniul selectat cu S1. Tensiunea pe R_L se reglează permanent în acest montaj, astfel încât ea să aibă valoarea prestabilită, egală cu 0,1 x U_{P1}.

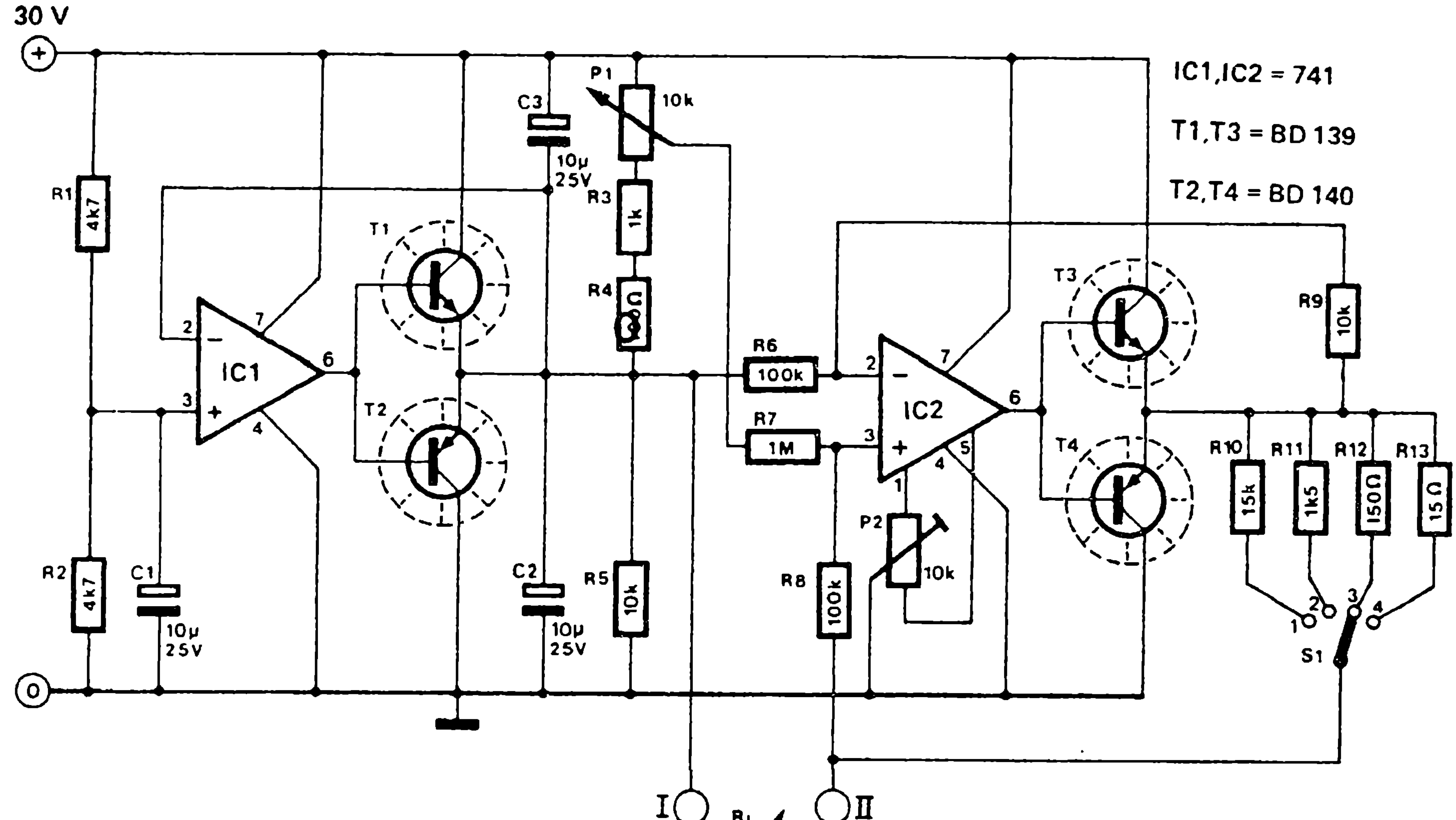
Tabel

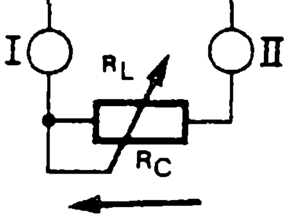
S1	I	P1 ori
1	10 µA ... 100 µA	10 µA
2	100 µA ... 1 mA	100 µA
3	1 mA ... 10 mA	1 mA
4	10 mA ... 100 mA	10 mA

1 = Divizor electronic de tensiune
2 = Sursă de curent comandată în tensiune
3 = Comutator domeniu curent



2





I = constant

T3 și T4 formează un etaj buffer. Curentul rezultă din formula:

$I = 0{,}1 \cdot U_{P1}/R10$ sau R11 sau R12 sau R13

Pentru controlul curentului reglat ar trebui ca potențiometrul P1 să fie prevăzut cu o scală gradată de la 1 ... 10. În funcție de poziția lui S1, curentul corespunzător poate fi citit ținând cont de un factor de multiplicare (vezi tabelul). Potențiometrul P1 poate fi conectat și între +15 V și −15 V. În această situație pot circula și curenți „negativi". P2 trebuie acordat în așa fel încât la ieșire să rezulte un curent de 10 µA atunci când S1 este în poziția „1", iar P1 este în poziția „tensiune minimă".

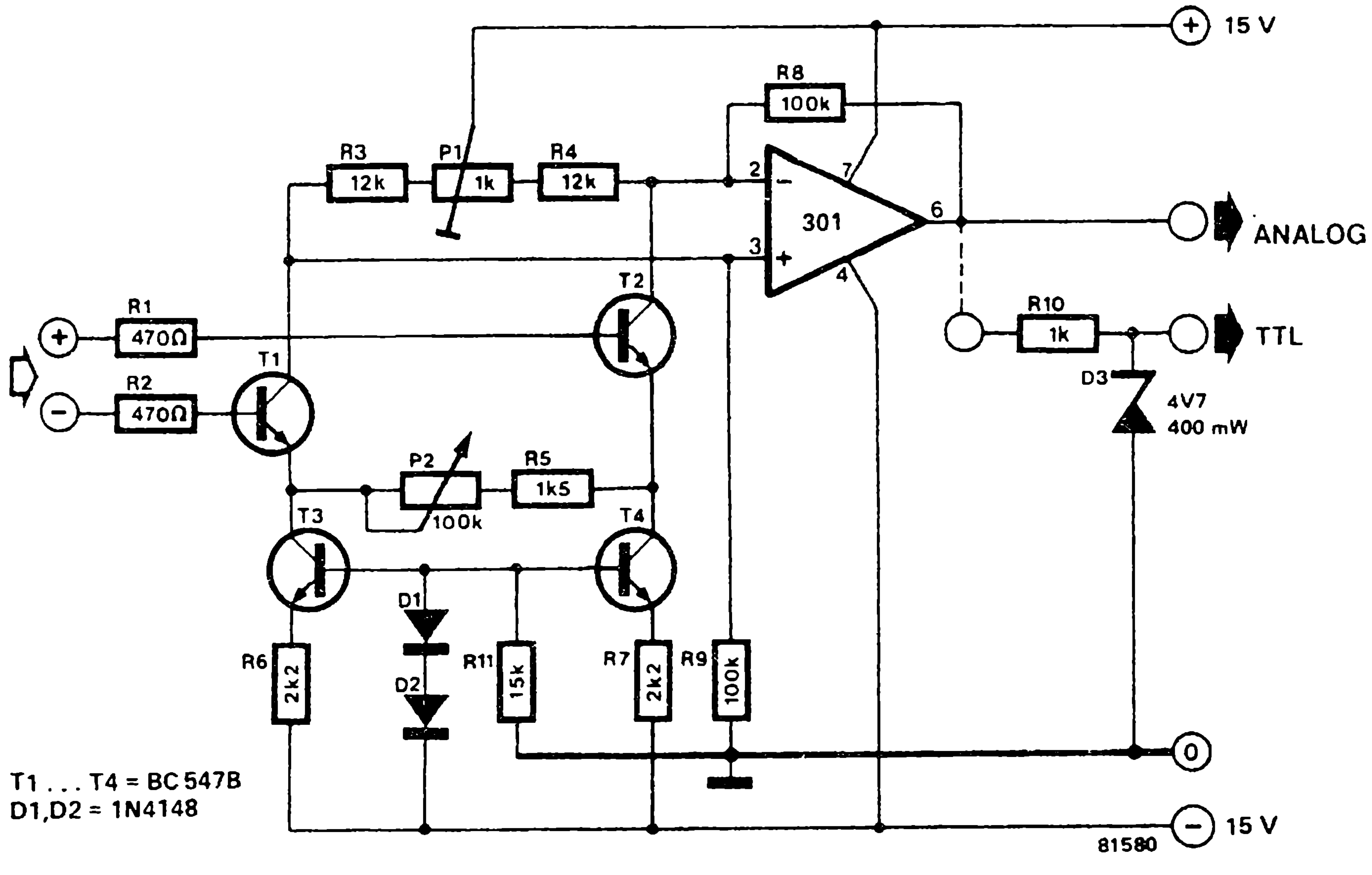
(R. Storn)

250 *Amplificator de măsură universal pentru JF*

În prezent, orice pasionat de electronică are un aparat de măsură digital în laboratorul său. Multimetrele universale digitale se răspândesc și ele tot mai mult. Cu toate acestea ne dăm seama adeseori că posibilitățile instrumentelor de măsură disponibile sunt totuși limitate. Fie că sensibilitatea la intrare nu este suficient de mare, fie că impedanța de intrare, respectiv rezistența internă, sunt prea mici. Cel de al doilea dezavantaj este adeseori foarte grav. El contribuie de multe ori decisiv la falsificarea măsurătorilor. De regulă, interpretarea unor rezultate false duce și la concluzii false.

Un montaj simplu, cu puține componente, înlătură aceste dezavantaje. Montajul constă dintr-un amplificator diferențial cu tranzistoarele T1 și T2. Drept impedanță de emitor servește, în ambele ramuri cu tranzistoare, câte un circuit de curent constant. Circuitul de curent din ramura T1 constă din D1/D2, T3 și R6; în ramura T2 din D1/D2, T4 și R7. Prin curenții constanți de emitor, amplificatorul de măsură este independent față de eventualele oscilații ale tensiunii. După amplificatorul diferențial cu tranzistoarele T1 și T2, urmează un amplificator diferențial integrat construit cu LM 301 (National Semiconductor). Acest amplificator operațional lucrează cu amplificarea 1. La ieșirea sa avem la dispoziție semnalul măsurat analogic. Două componente suplimentare fac din semnalul analogic un semnal compatibil TTL.

Ce domenii de utilizare ne putem imagina? Două posibilități sunt deja evidente: preamplificator pentru aparat de măsură universal și



preamplificator pentru multimetru digital. În plus, montajul se pretează ca amplificator JF pentru numărătoarele de frecvență. Pentru aceasta, se reglează nivelul trigger cu P2. În sfârșit, montajul se poate constitui într-un preamplificator pentru un osciloscop relativ insensibil la variațiile tensiunii de alimentare.

Indiferent pentru ce este utilizat montajul, reglajul de nul este același. Pentru aceasta, potențiometrul semireglabil P1 se reglează astfel încât la scurtcircuitarea intrării diferențiale la R1/R2, la ieșirea amplificatorului operațional să avem 0 V. Cu potențiometrul P2 se alege sensibilitatea la intrare (amplificarea); ea este reglabilă între 2 și 130.

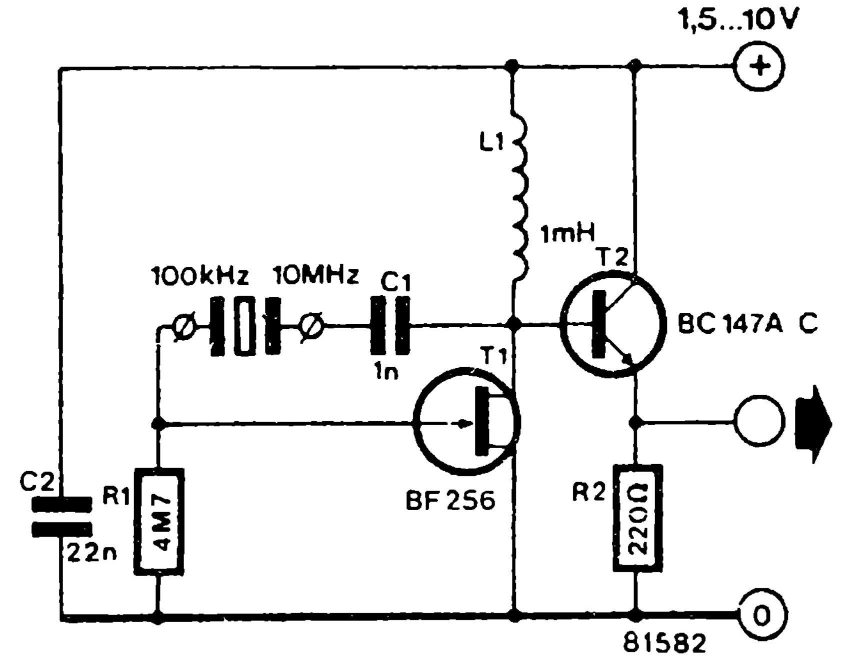
(National Semiconductor Application)

251 *Oscilator pentru tensiuni de alimentare reduse*

Montajele de oscilatoare cu cristal de cuarț pot fi construite deosebit de simplu cu tranzistoare cu efect de câmp. Acest montaj lucrează cu tensiuni de alimentare relativ mici și a fost testat în laborator cu cristale de cuarț din comerț de la 100 kHz până la 10 MHz.

Cristalul oscilează între drena și poarta lui BF 256, în rezonanță paralelă. Bobina L1 servește la îmbunătățirea domeniului frecvenței de excitare și ca circuit oscilant suplimentar la cristale de cuarț care oscilează prost. C1 reprezintă capacitatea de excitare pilot. Reacția inversă necesară și rotirea fazelor cu 180° se realizează prin divizarea tensiunii cu capacitățile de intrare și de ieșire ale FET-ului. Semnalul de înaltă frecvență al oscilatorului este decuplat prin etajul de separare (buffer) realizat cu T2.

În laborator au fost testate la acest montaj următoarele cristale: 100 kHz, 1 MHz, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz și 10 MHz. Oscilatorul cu cristal, datorită tensiunilor de alimentare foarte joase (minimum 1,5 V) își poate găsi foarte multe aplicații.

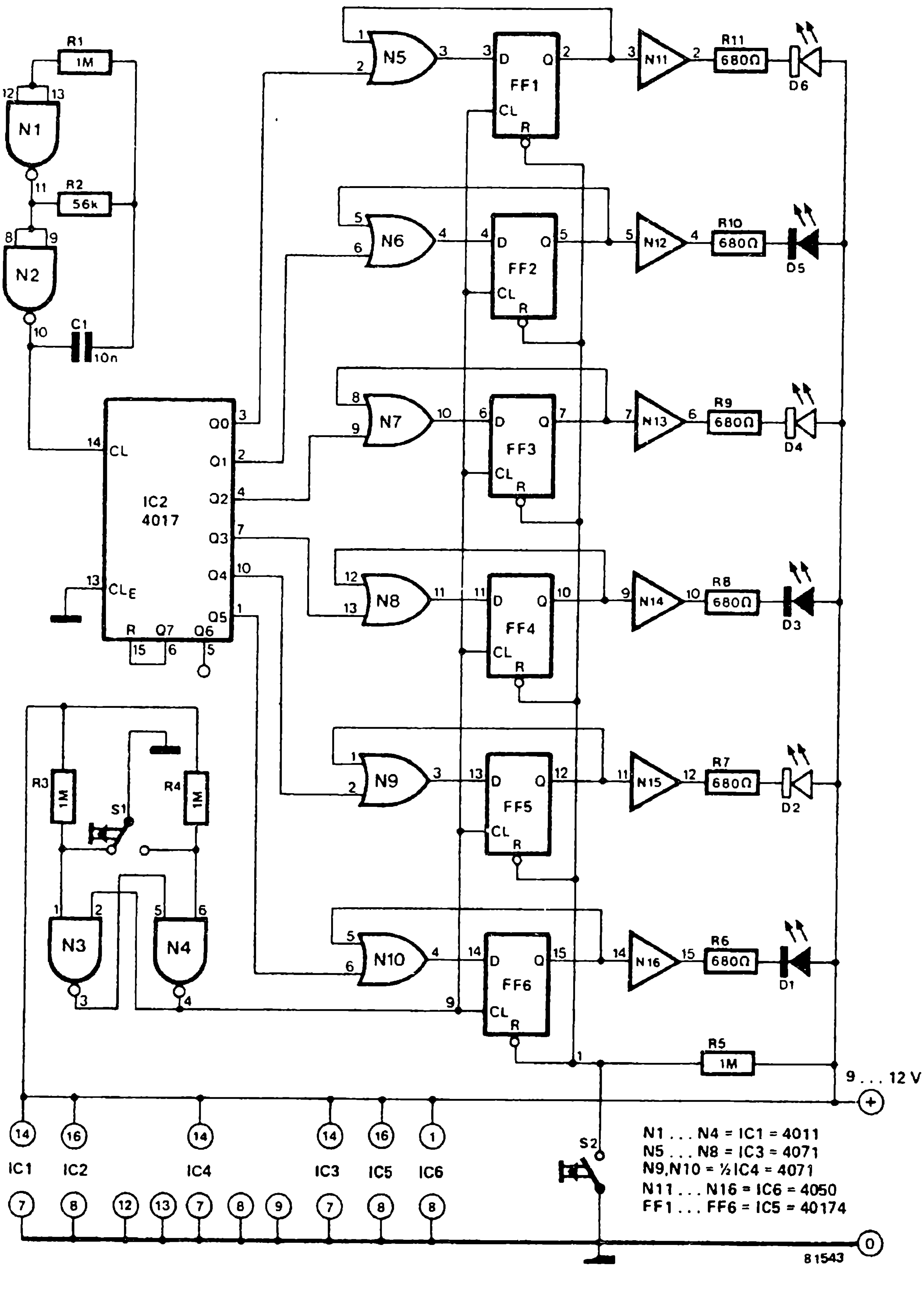


252 *Biliard electronic*

Popularitatea jocului american Pool-Billard crește mereu. Jocul electronic prezentat aici seamănă cu cel original. Bilele de biliard au, prin cele șase diode, un caracter foarte simbolic.

Tehnic vorbind, montajul constă dintr-un generator de hazard. După resetarea montajului, se aprind mai întâi toate LED-urile. O acționare a „tastei de lovire” are ca urmare, într-un mod cu totul întâmplător, faptul că unul din LED-uri se stinge sau că rămân toate ca mai înainte. Stingerea unui LED reprezintă o bilă căzută în orificiu.

Se poate alege între două posibilități de joc. În primul caz, fiecare jucător trebuie să introducă toate bilele în orificiu, adică să stingă toate LED-urile; câștigă cel care realizează



acest lucru cu cel mai mic număr de lovituri. În celălalt caz, numărul de jucători este limitat la doi. Un jucător începe. Dacă el nimerește la început o bilă roșie, atunci trebuie să elimine toate bilele roșii, celuilalt jucător rămânându-i de făcut același lucru cu toate bilele verzi. Atâta timp cât primul jucător își nimerește propria culoare, el rămâne în joc. Abia atunci când nu mai nimerește nici o bilă proprie, sau nimerește una a adversarului, vine la rând celălalt jucător. Imediat ce trei bile de o culoare sunt nimerite, jucătorul respectiv a câștigat. O remiză este exclusă. Cea de a doua variantă se pretează la deciderea câștigătorului unei partide indecise.

Acum, câteva cuvinte despre montaj. La început, toate cele șase multivibratoare FF1 ... FF6 sunt resetate la zero cu S2; LED-urile luminează. Multivibratorul construit cu N1 și N2 furnizează continuu o frecvență de tact de circa 800 Hz numărătorului tip Johnson 4017, ale cărui ieșiri furnizează succesiv un „1" logic. Porțile SAU N5 ... N10 leagă ieșirile numărătorului cu intrările D ale multivibratoarelor. O scurtă apăsare pe tasta de lovire S1 furnizează un impuls de tact tuturor multivibratoarelor. Acea ieșire a numărătorului care tocmai este în starea „1" poate seta multivibratorul la care este conectată prin poarta SAU, dacă el nu era deja setat. LED-ul corespunzător este deconectat. Reacția inversă de la ieșirea Q a multivibratorului prin poarta SAU la intrarea D are rolul de a face ca un multivibrator setat să rămână setat și după alte impulsuri de tact. Deoarece Q6 de la numărător conduce în gol, prima lovitură poate nimeri pe alături. Cine dorește să evite aceasta, leagă intrarea reset a numărătorului cu Q6 în loc de Q7;

Cele șase diode luminescente se aranjează cel mai bine în forma unui triunghi echilateral; diodele roșii reprezentate în schemă prin simbolul diodă neînnegrită se plasează în colțuri, iar diodele verzi, reprezentate prin simbolul înnegrit al diodei – în mijlocul laturilor.

Circuitul CMOS 4050 poate fi înlocuit prin circuitul 4049, compatibil la pini, care conține șase inversoare. Prin aceasta se inversează comportamentul diodelor; după resetare, toate diodele sunt stinse, cele „lovite" se aprind.

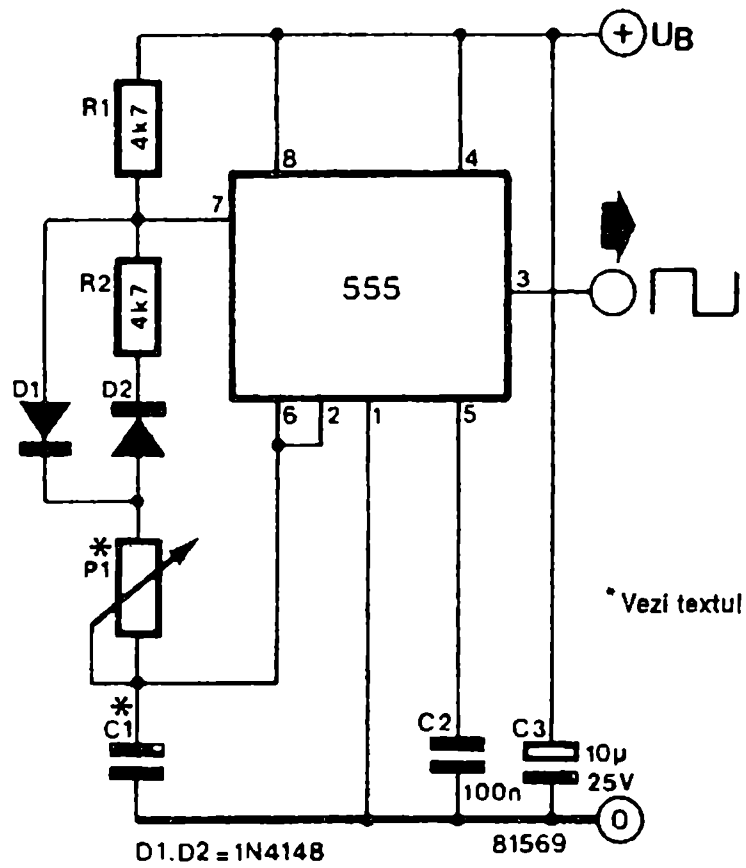
Particularitățile montajului nu sunt epuizate cu regulile de joc deja descrise. Una din bile poate fi desemnată ca „bila a șaptea", care trebuie lovită întotdeauna ultima. O altă variantă este ghicirea culorii bilei ce va fi lovită. Cel care este familiarizat cu montajul va găsi cu siguranță și alte idei de joc.

Dacă montajul este utilizat foarte des, atunci curentul maxim absorbit, de 90 mA (toate LED-urile luminează), impune utilizarea unui mic alimentator sau a unui acumulator NiCd. La o utilizare mai puțin intensivă sunt suficiente două baterii plate de 4,5 V sau celule rotunde „Baby" sau „Mono".

(H. J. Walter)

253 Generator cu raportul impuls/pauză de 50%

Cunoscutul circuit integrat 555 poate fi utilizat atât ca multivibrator monostabil (MVM), cât și ca multivibrator astabil (MVA). Acest circuit conectat ca multivibrator astabil (MVA) servește adeseori ca generator de semnale dreptunghiulare, cu avantajele unui domeniu mare de tensiuni de alimentare și o bună stabilitate în frecvență. Dezavantajul acestui montaj este ușor de observat: raportul impuls/pauză al oscilației dreptunghiulare variază odată cu frecvența. Cu montajul prezentat aici se poate realiza un generator de semnale dreptunghiulare cu raportul impuls/pauză egal cu 50%. Față de montajul standard, rezistența necesară între pinii 7 și 6 este formată din P1, R2, D1 și D2. Prin cele



$$f = \frac{1}{2 \cdot (P1 + 4{,}7\ k\Omega) \cdot C1 \cdot \ln \dfrac{2/3 \cdot U_B - 0{,}7\ V}{1/3 \cdot U_B - 0{,}7\ V}}$$

două diode se realizează un timp definit de încărcare pentru condensatorul C1, ceea ce conduce la un raport impuls/pauză de 50%. Reglarea frecvenței cu P1 nu are nici o influență. Valoarea frecvenței se obține cu formula:

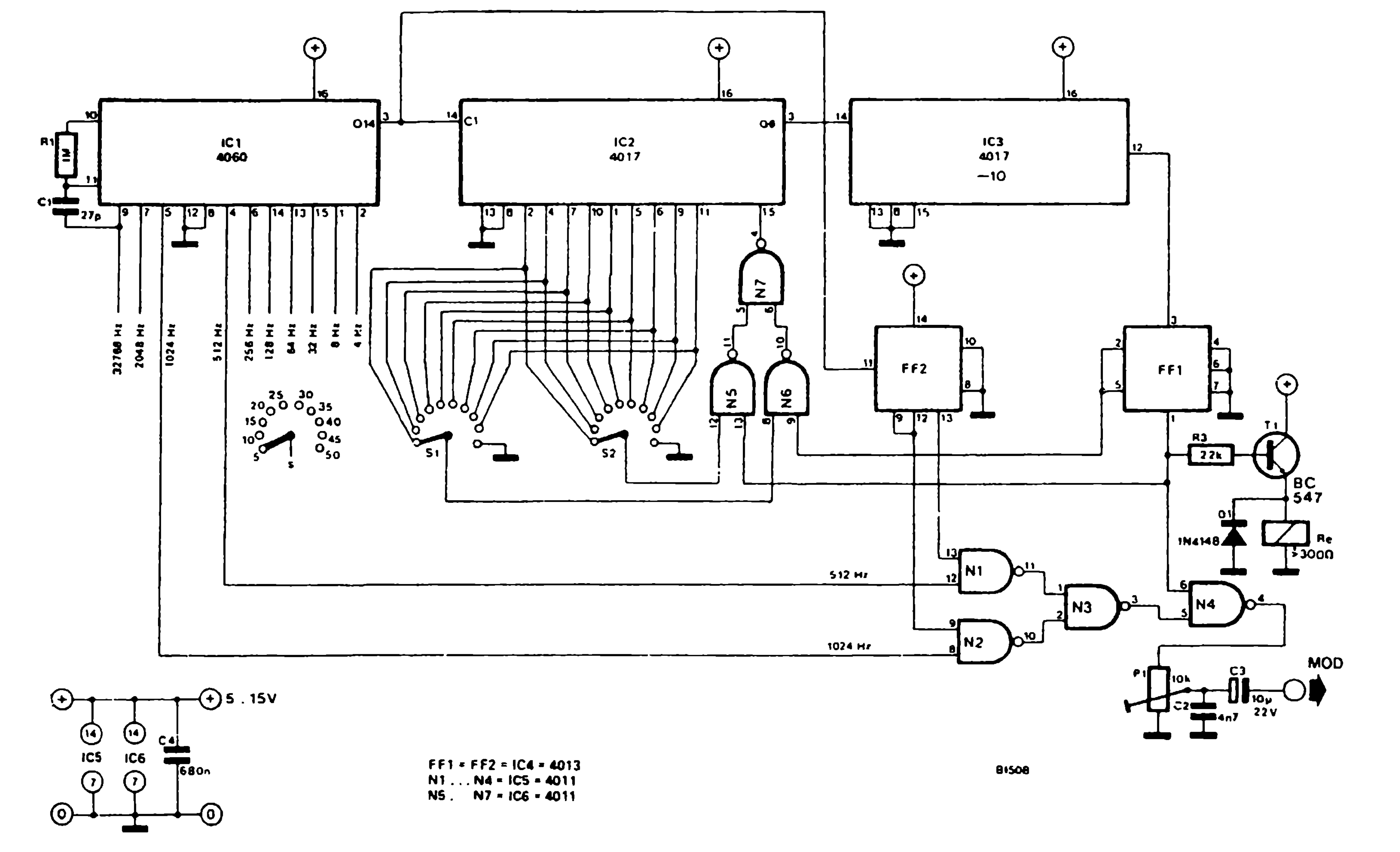
Această formulă este valabilă pentru tensiuni de alimentare cuprinse între 4,5 și 16 V.

(R. Storn)

254 *Generator de semnale pentru vânătoare de vulpi*

Vânătoarea de vulpi este o activitate plăcută pentru timpul liber al cluburilor CB. O „vulpe" pleacă într-un teren sălbatic și emite așa-zisul semnal de vulpe, două sunete alternative. „Vânătorii" recunosc acest semnal și încearcă să găsească ascunzătoarea vulpii cu ajutorul detectării radiogoniometrice.

Generatorul de semnale prezentat aici este construit cu șase circuite integrate CMOS și de aceea este foarte economic în ceea ce privește consumul de curent. IC1 produce cele două „sunete de vulpe" care au frecvențele de 512 și 1024 Hz. Oscilatorul, construit cu componentele exterioare R1/C1, emite semnale cu frecvența de 32 kHz. După împărțirea acestei frecvențe prin 2^{14}, la ieșirea Q14 apare un semnal de tact de 2 Hz. Acest tact comandă pe de o parte pe FF2, care eliberează porțile N1 și N2, timp de câte o secundă, pentru unul sau celălalt „sunet de vulpe", iar, pe de altă parte, semnalul de tact de 2 Hz, după împărțirea prin IC2 și IC3, comandă pe FF1, care eliberează porțile N5 și N6 pentru semnalele lui S1 și S2. La ambele comutatoare se găsesc ieșirile numărătorului zecimal IC2. Prin aceasta se obține un divizor programabil care împarte semnalul de ieșire prin 1 ... 10. La ieșirea Qo rezultă în acest caz frecvențe de 0,2 ... 2 Hz (corespunzând unor perioade de 5 ... 0,5 secunde). Printr-o împărțire suplimentară prin 10, FF1 primește un impuls de tact la fiecare 5 ... 50 secunde. Ieșirile eliberează, pe de o parte, așa cum s-a menționat deja, succesiv porțile N5 și N6, iar pe de altă parte, conectează și



deconectează semnalul de ieșire al lui FF1, dar și releul emisie/recepție Re, prin etajul prefinal T1. Cu cele două comutatoare S1 și S2 se reglează deci perioadele pentru „emisie" și „recepție". Ambele perioade pot fi bineînțeles și egale ca lungime.

Trebuie recunoscută și o altă funcție a semnalului de ieșire al lui FF1: el deschide poarta N4 pentru „sunetele vulpii". Amplitudinea semnalului de modulare poate fi reglată cu P1. Ea se alege la circa 90% din modularea în amplitudine a emițătorului. P1 și C2 formează un filtru trece-jos pentru „netezirea" semnalului dreptunghiular. Semnalul de modulare este decuplat prin C3.

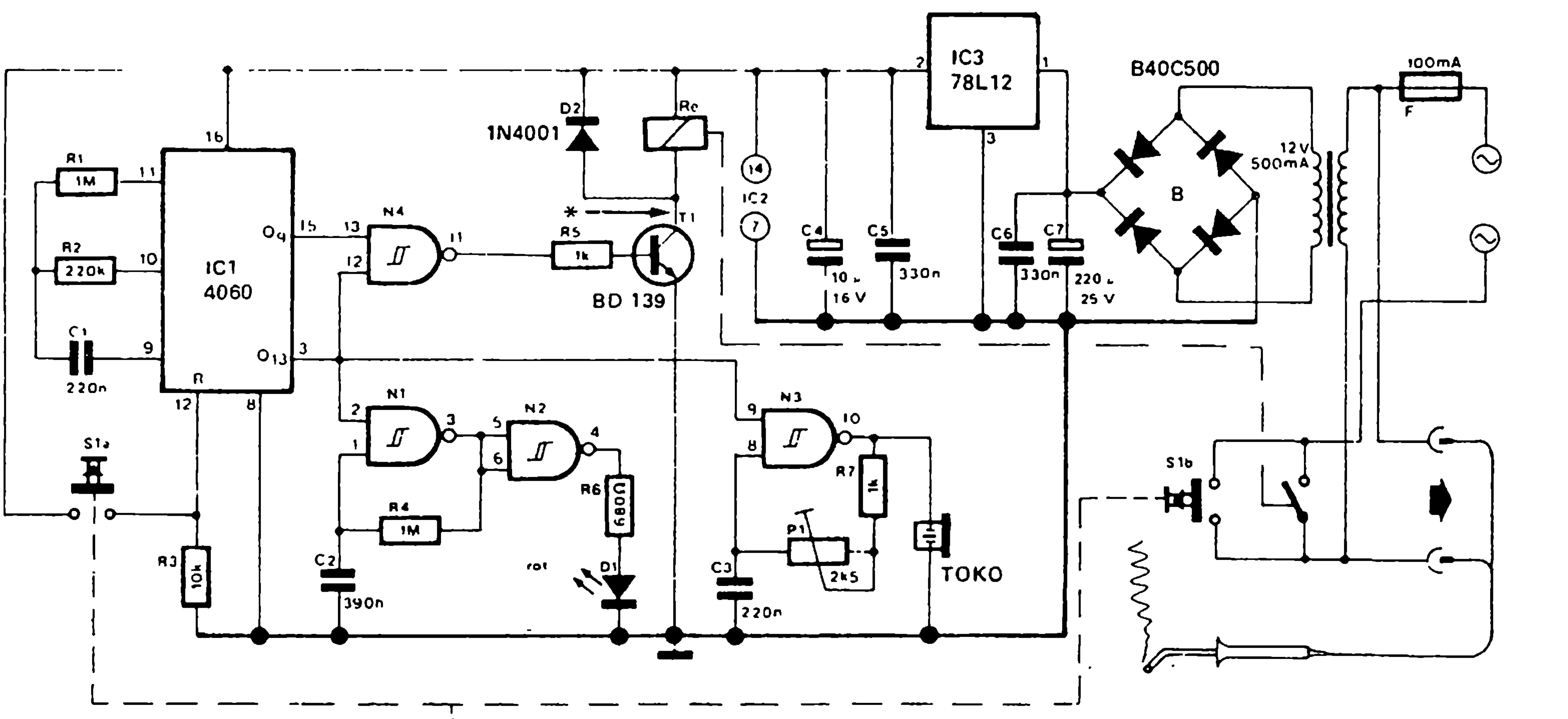
Montajul poate fi construit ușor pe un circuit imprimat raster cu găuri. După un control al funcțiilor, generatorul este gata de utilizare. Succes la „vânătoarea de vulpi"!

(K. Heiliger)

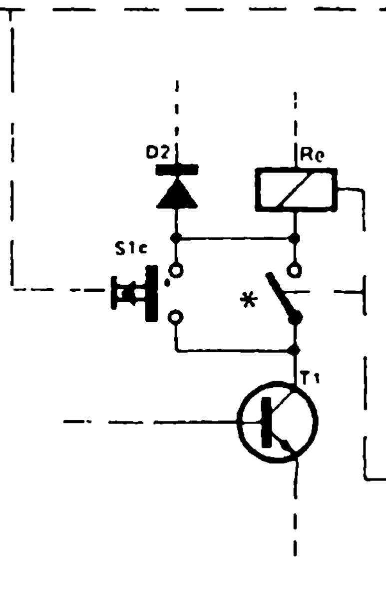
255 *Automat de lipit*

Este evident că se uită mereu deconectarea letconului. Pentru a evita eventualele consecințe neplăcute ce pot fi generate de o asemenea neglijență, poate fi utilă o deconectare automată a letconului.

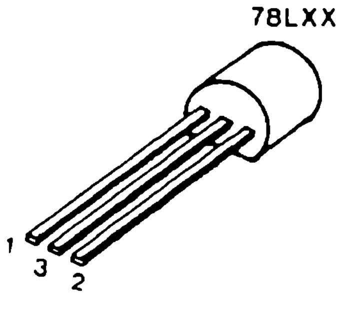
Poate v-ați gândit deja că este vorba de un releu de timp electronic. Așa și este în realitate. IC1 este un oscilator generator de tact, urmat de un divizor 2^{13}. La ieșirea divizorului apare un impuls cu o durată de circa 15 min. După terminarea unui impuls, un LED începe să clipească, iar un buzer să zumzăie. Acest avertisment poate fi întrerupt prin apăsarea butonului S1. Dacă în 50 de secunde acest lucru nu se întâmplă, letconul este deconectat automat. Prin apăsarea lui S1 letconul poate fi pus din nou în funcțiune pentru 15 minute. Cine utilizează acest montaj, nu numai că va fi pro-



N1 . . . N4 = IC2 = 4093



78LXX



tejat de pericolul unui incendiu, ci poate să-și dea seama cât de repede se scurg 15 minute la o lipire intensivă.

Deși montajul prototip a lucrat ireproșabil, nu este exclus ca o cădere a tensiunii de alimentare să reanclanșeze releul, ceea ce ar duce la reluarea ciclului de 15 minute. În acest caz releul trebuie să mai aibă un contact prin care

să deconecteze sigur în final. Acest contact suplimentar trebuie șuntat însă la conectare printr-un alt buton. Acesta este figurat cu linie întreruptă în schema montajului.

S1a și S1b pot fi și butoane separate dacă sunt acționate concomitent sau succesiv în scurt timp. Alimentarea și stabilizatorul de tensiune se dimensionează în funcție de tensiunea și consumul de curent al releului. Montajul lucrează în domeniul 3 ÷ 18 V.

(M. A. Prins)

256 Orgă de lumini cu EPROM

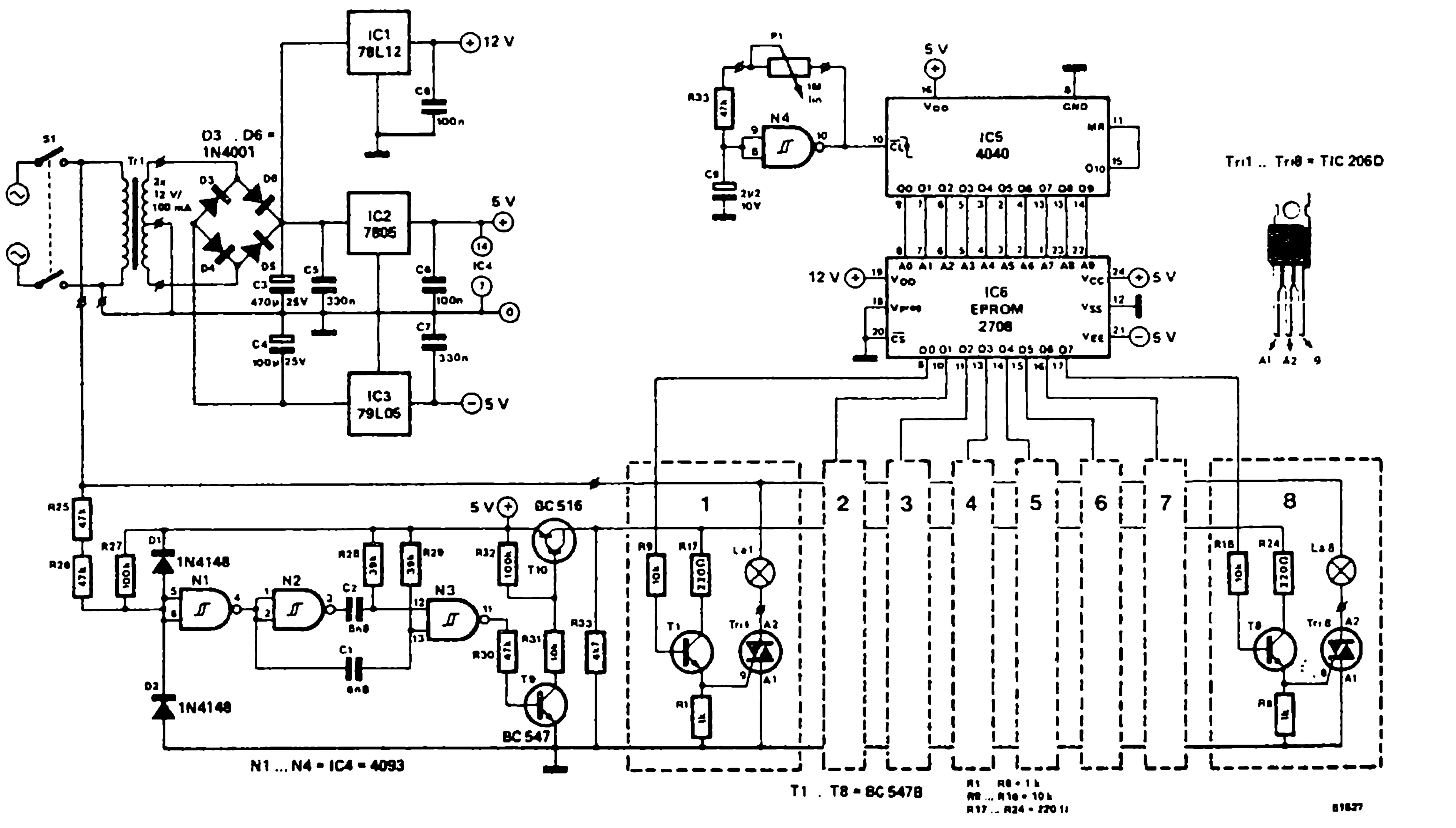
Utilizarea EPROM-urilor nu este limitată numai la sistemele computerizate sau la montajele periferice aferente. Acest lucru este demonstrat de orga de lumini prezentată aici: în afară de EPROM, ea constă dintr-un montaj tranzistor/triac și din lămpile comandate de acesta.

Un generator de tact cu frecvență variabilă (N4) comandă numărătorul IC5. Acest circuit integrat numără binar de la 1 la 1024; EPROM 2708 dispune de exact același număr de adrese. Dacă acum toate adresele din EPROM sunt ocupate prin program, atunci la fiecare adresă este disponibil la cerere un cuvânt. Un cuvânt constă din 8 biți care pot avea valorile „0" și „1".

Cuvântul este cules la ieșirile Q0 ... Q7 ale EPROM-ului și comandă lămpile prin montajul tranzistor/triac. În acest caz luminează lămpile a căror ieșire EPROM corespunzătoare este „1" logic. O problemă cunoscută la montajele cu triac o constituie perturbațiile provocate de procesul de aprindere. De aceea sunt necesare măsuri corespunzătoare. Cu totul altceva este atunci când triacurile se amorsează la trecerea prin nul a tensiunii de rețea; în această situație nu mai apar impulsuri perturbatoare. Această sarcină este preluată de triggerele Schmitt N1 ... N3. În momentul trecerii prin nul a tensiunii de rețea, tranzistorul trece în starea de conducție pentru scurt timp (circa 300 µs) și aprinde triacul. Dacă triacul conduce, atunci el va rămâne în această stare și pentru restul semiperioadei.

Alimentarea nu constituie o problemă. Trei stabilizatoare de tensiune furnizează tensiunile necesare. Tensiunile de +12 V și de −5 V sunt necesare numai pentru alimentarea EPROM-ului.

EPROM-ul utilizat este un 2708. Mai rămâ-



ne de clarificat problema programului. O optică foarte interesantă o are programul monitor al calculatorului Junior. Cine nu are la dispoziție calculatorul Junior, sau dacă nu vrea să îndepărteze de la scopul său EPROM-ul acestuia, atunci poate cumpăra din comerț unul gata programat.

Lămpile comandate de triacuri nu trebuie să depășească o putere maximă de 200 W, în afară de cazul când triacurile sunt prevăzute cu un radiator. În acest caz, puterea lămpilor poate fi de până la 800 W.

Încă un cuvânt despre protecție; o mare parte a montajului este legată direct la tensiunea de rețea. Deci atenție! Trei măsuri contribuie la protecție:

1. Montajul să fie introdus într-o carcasă de material plastic (cu grad de protecție conform STAS!).

2. Potențiometrul P1 trebuie să aibă axul din material plastic.

3. Cablurile de legătură între carcasă și rețea, cât și între carcasă și lămpi trebuie asigurate contra smulgerii.

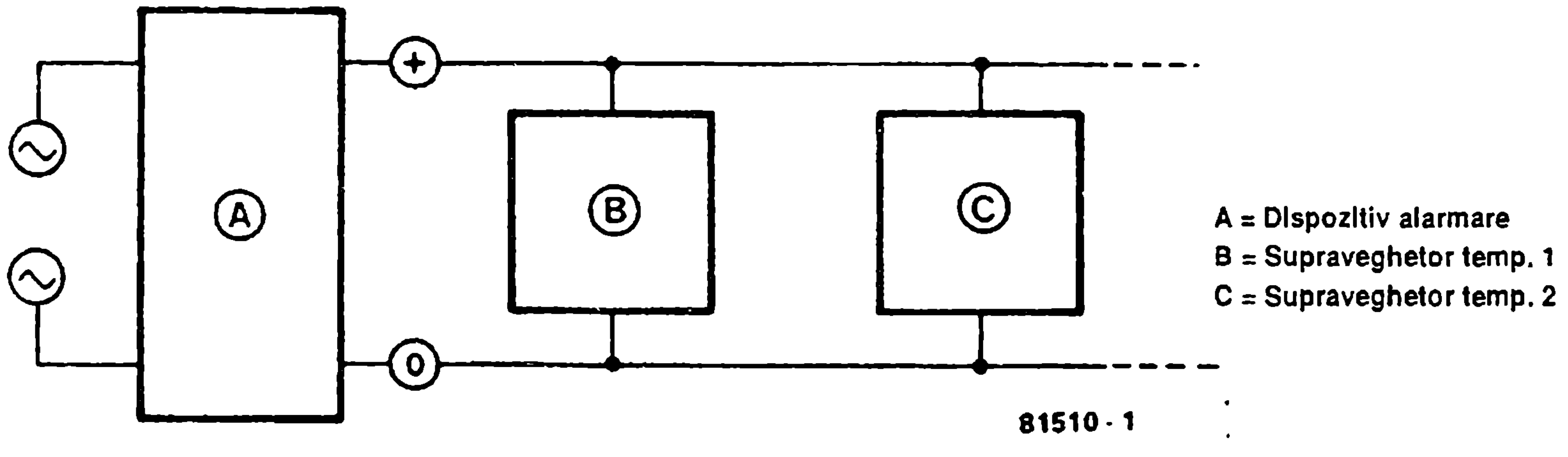
257 *Alarmă pentru temperatură*

Acest montaj supraveghează temperatura în maximum patru puncte. Releele de temperatură sunt legate cu dispozitivul de alarmare numai prin conductoarele de alimentare cu tensiune. Dacă un releu de temperatură depistează o diferență între temperatura reglată și cea de supravegheat, dispozitivul de alarmare emite un semnal acustic. Se poate alege dacă alarma trebuie să se declanșeze la creșterea sau la descreșterea temperaturii. Acest lucru depinde de rezistența R10. Dacă o conectăm între conductorul de alimentare pozitiv și ieșirea 6 a lui IC2, atunci montajul dă alarma când temperatura de supravegheat crește față de temperatura de referință. Temperatura de referință se stabilește cu potențiometrul P1. Temperatura de măsurat este supravegheată de rezistența NTC R9. Valoarea ei scade când temperatura crește; ca urmare, valoarea tensiunii la intrarea inversoare este mai mare decât cea de la intrarea neinversoare, astfel încât ieșirea lui IC2 furnizează un potențial nul. Releul de temperatură absoarbe acum un curent de circa 20 mA. El este atât de mare încât pe rezistența R1 apare o tensiune de 0,65 V. Aceasta este suficientă pentru a trece tranzistorul T1 în stare de conducție și a declanșa alarma acustică.

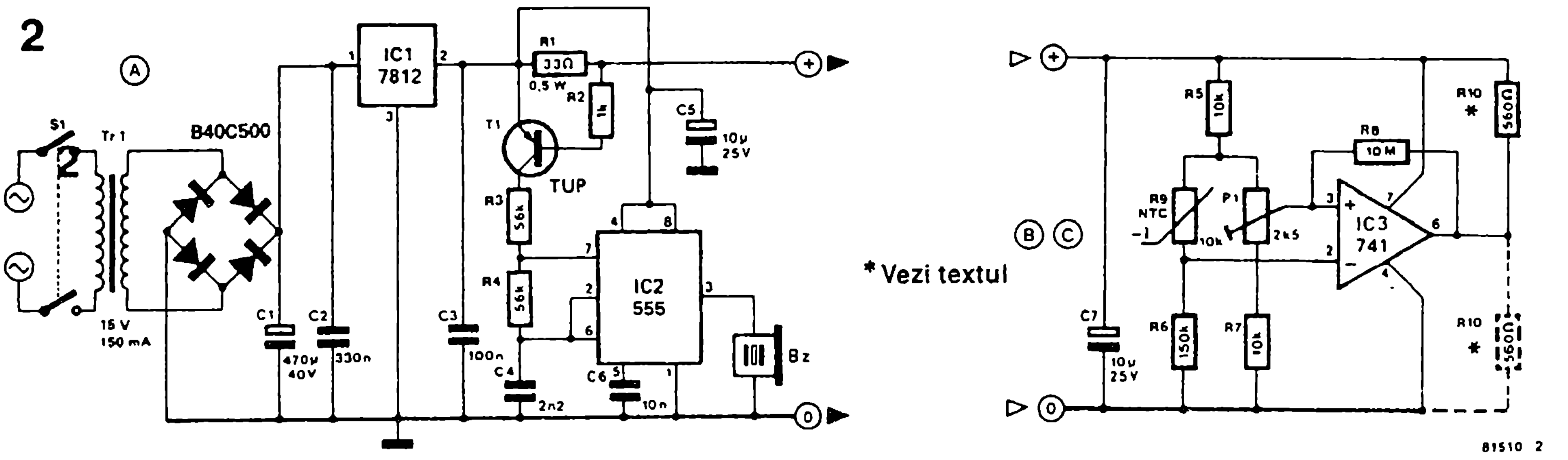
Dacă se dorește declanșarea alarmei la scăderea temperaturii, atunci rezistența R10 trebuie conectată între ieșirea 6 (IC2) și masă. Dacă temperatura de supravegheat scade sub valoarea de referință reglată, atunci valoarea rezistenței NTC R9 crește, intrarea inversoare a lui IC2 devine mai negativă, astfel încât potențialul pozitiv la ieșire crește. Acum releul de temperatură necesită din nou un curent de 20 mA care declanșează alarma prin T1. Circuitul integrat 555 este conectat ca multivibrator astabil care produce o frecvență de circa 4 kHz. Frecvența este atât de mare deoarece buzerul conectat lucrează cu un element piezoelectric a cărui frecvență de rezonanță este de circa 4 kHz.

La dispozitivul de alarmare se pot conecta maximum patru relee de supraveghere a temperaturii. Dacă se conectează mai multe, curentul de repaus este mai mare decât curentul de alarmare și montajul nu lucrează. Curentul de alarmare nu poate fi ales la o valoare mai

1



2



mare deoarece se depășește curentul maxim de ieșire al lui IC2. În locul alarmei acustice se poate imagina și o altă formă de alarmare, de exemplu optică. Tranzistorul poate conecta un releu în locul multivibratorului. În acest caz se renunță la R3, R4, C4, C6, IC2 și la buzer. Cu potențiometrul semireglabil P1 se reglează temperatura de referință, respectiv tensiunea de referință. Dacă se utilizează pentru aceasta un potențiometru Wendel cu 10 căi, reglarea corectă nu pune probleme.

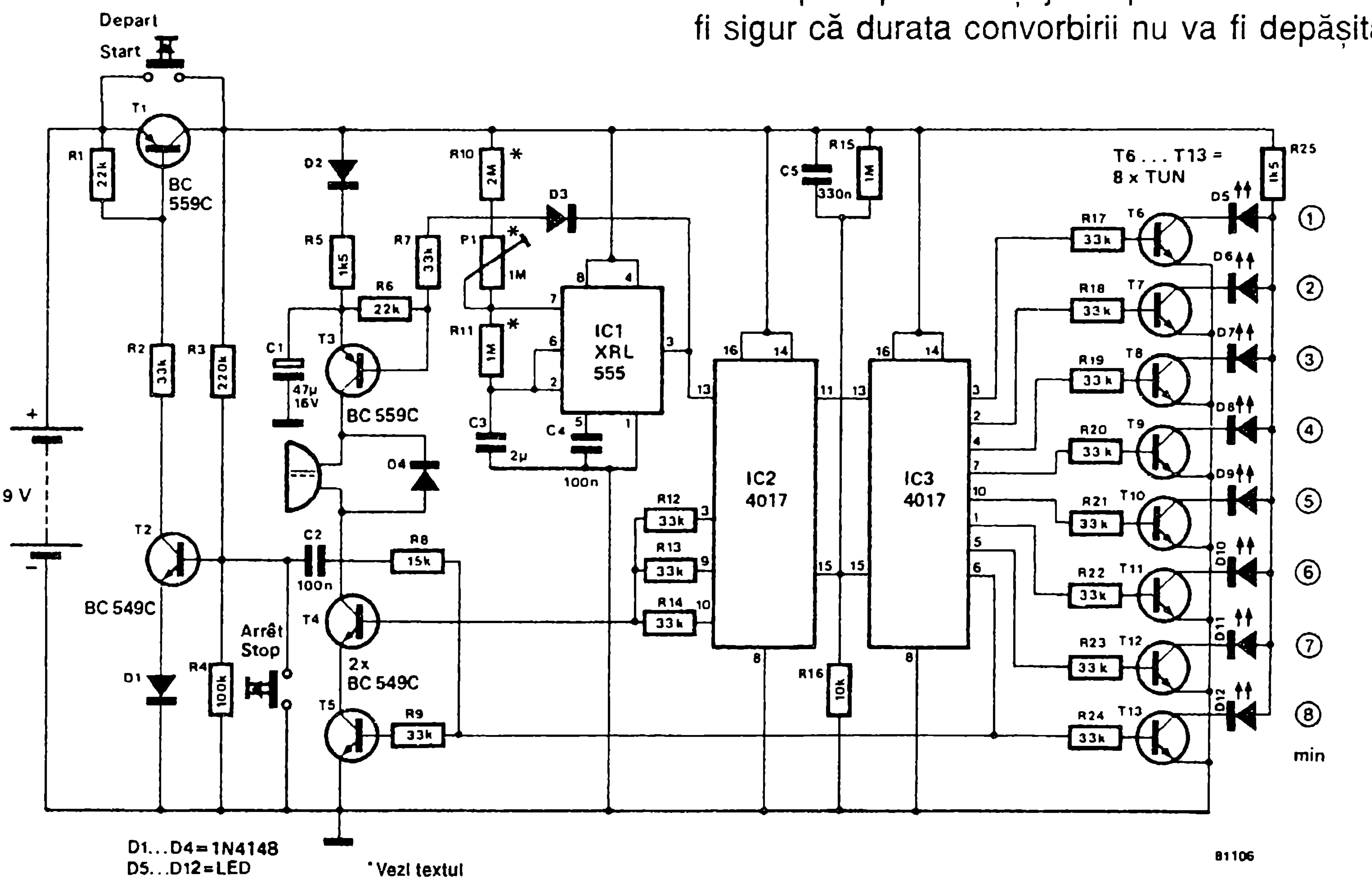
Utilizări posibile pentru alarma de temperatură:

- Detector de incendiu (foc);
- Supravegherea temperaturii în acvarii. Dacă se utilizează două relee, atunci pot fi supravegheate temperaturile maximă și minimă.

258 *Releu de timp pentru telefon cu tact de 8 minute*

De la introducerea tactului de 8 minute în rețeaua telefonică a Germaniei, ca posesor de telefon, ești interesat să nu depășești acest timp pentru convorbirile locale.

Montajul descris aici poate nu numai să anunțe cu un semnal sonor sfârșitul apropiat al discuției, ambilor parteneri, ci indică și scurgerea timpului pe un afișaj cu opt diode. Pentru a fi sigur că durata convorbirii nu va fi depășită,



el emite un semnal de alarmă după șapte minute, semnal care este urmat la scurte intervale de alte două. Câteva secunde după cel de al treilea semnal, la aproape 8 minute de convorbire, el deconectează automat. Este posibilă și o deconectare manuală, înainte de scurgerea celor opt minute, cu ajutorul tastei stop.

Generatorul de tact XRL 555, compatibil cu NE 555, dar care consumă totuși mai puțin curent, este reglat cu P1 pe o frecvență de 1/6 Hz (durata perioadei de șase secunde). Ambele numărătoare IC2 și IC3 împart semnalul în raportul 1 la 100, astfel încât cele 8 LED-uri se aprind succesiv la intervale de un minut. Tranzistoarele T1 și T2 au rolul de a trece aparatul în stare de funcționare după o scurtă atingere a tastei de start. În acest caz, circulă un curent către baza lui T2, T2 trece în starea de conducție și produce trecerea în aceeași stare a lui T1 care șuntează tasta de start.

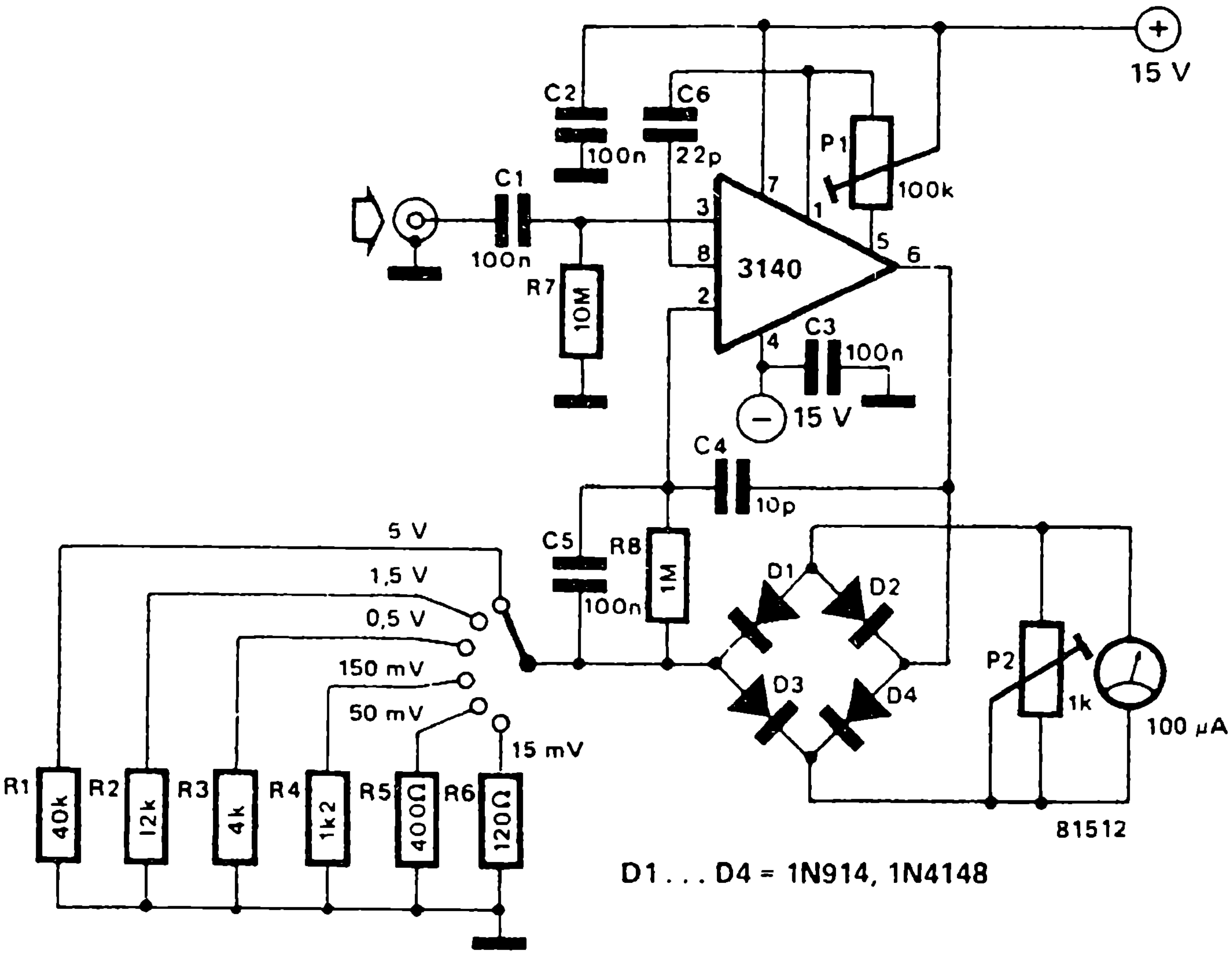
Buzerul sună numai atunci când T3, T4 și T5 conduc concomitent. Aceasta se întâmplă la început, la mijloc și înainte de scurgerea celor 8 minute. După opt minute baza lui T2 este pusă la masă pentru scurt timp prin C2 și R8. T1 și T2 se blochează, astfel încât alimentarea este întreruptă.

Diodele luminescente dau posibilitatea măririi valorii lui R25 și, cu aceasta, apare o diminuare a consumului de curent. Clipitul diodelor luminescente contribuie și el la prelungirea duratei de viață a bateriei, care dacă este de tipul alcali-mangan, după indicațiile autorului, permite controlul a circa 800 de convorbiri.

(C. Hentschel)

259 *Milivoltmetru de bandă largă*

Un multimetru este, așa cum indică și denumirea, un instrument de măsură multifuncțional, desigur cu anumite limite. Astfel, domeniul de tensiune alternativă pentru măsurători în zona JF de cele mai multe ori nu este suficient. Atât sensibilitatea cât și rezistența internă și caracteristica de frecvență lasă mult de dorit la instrumentele multifuncționale magneto-electrice. Această lipsă în tehnica de măsură poate fi înlăturată simplu și elegant cu montajul milivoltmetrului de bandă largă. El se pretează pentru măsurarea tensiunilor alternative în domeniul de frecvență între 100 Hz și 500 kHz. Prin utilizarea unui amplificator operațional cu intrări MOS-FET, impedanța de intrare măsoară 10 M în tot domeniul de măsură. Sensibilitatea măsoară, în cel mai



mic domeniu de măsură, 15 mV pentru indicația completă a instrumentului de 100 μA.

Amplificatorul operațional servește concomitent ca amplificator de măsură și redresor activ. Amplificarea este determinată de rezistențele intercomutabile R1 ... R6 din reacția inversă. Pentru un anumit domeniu de măsură, valoarea rezistenței rezultă simplu prin împărțirea tensiunii de intrare dorite pentru indicația maximă (la capătul scalei) prin 100 μA. Dacă se dorește, de exemplu, ca în locul domeniului de măsură de 150 mV să se prevadă un domeniu de 200 mV, atunci R4 ar trebui modificat la 2 k.

Deoarece redresorul în punte D1 ... D4 se găsește de asemenea în ramura de reacție inversă a amplificatorului operațional, tensiunea de prag a diodelor este compensată, astfel încât scala mV evoluează liniar.

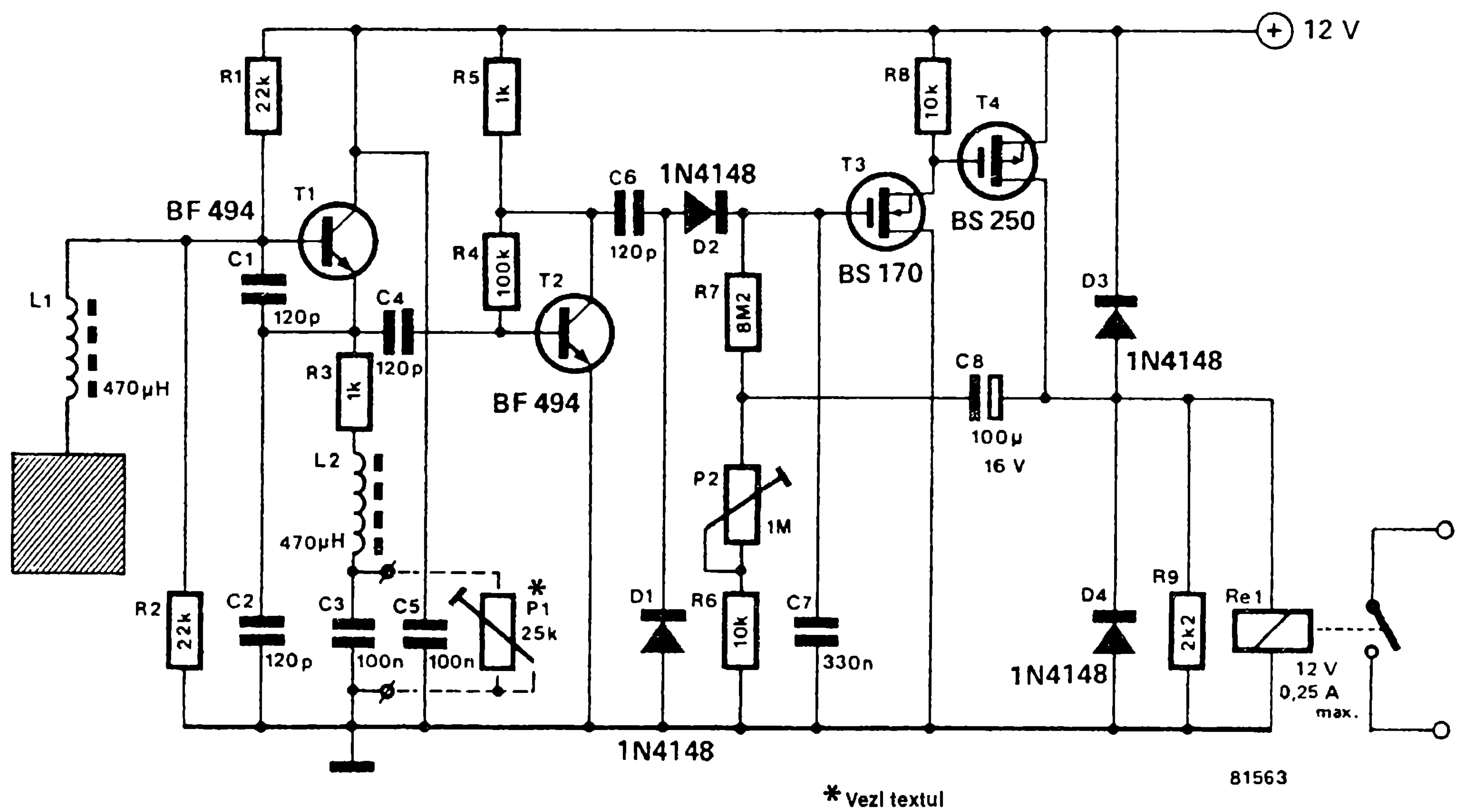
Reglajul de zero se face cu P1 (cu intrarea scurtcircuitată). Reglajul domeniului de măsurare se face cu P2. Aici este necesară o tensiune alternativă etalon. Se poate utiliza ca generator etalon un generator de funcții sau un mic transformator de rețea, a cărui tensiune poate fi ușor măsurată cu un multimetru. Se conectează „tensiunea de etalonare" la milivoltmetrul de bandă largă (domeniul de măsurare 5 V) și se reglează indicația instrumentului de 100 μA, cu P2, la valoarea tensiunii de etalonare. Acordați apoi și celelalte domenii de măsurare în interiorul toleranței rezistențelor R1 ... R6.

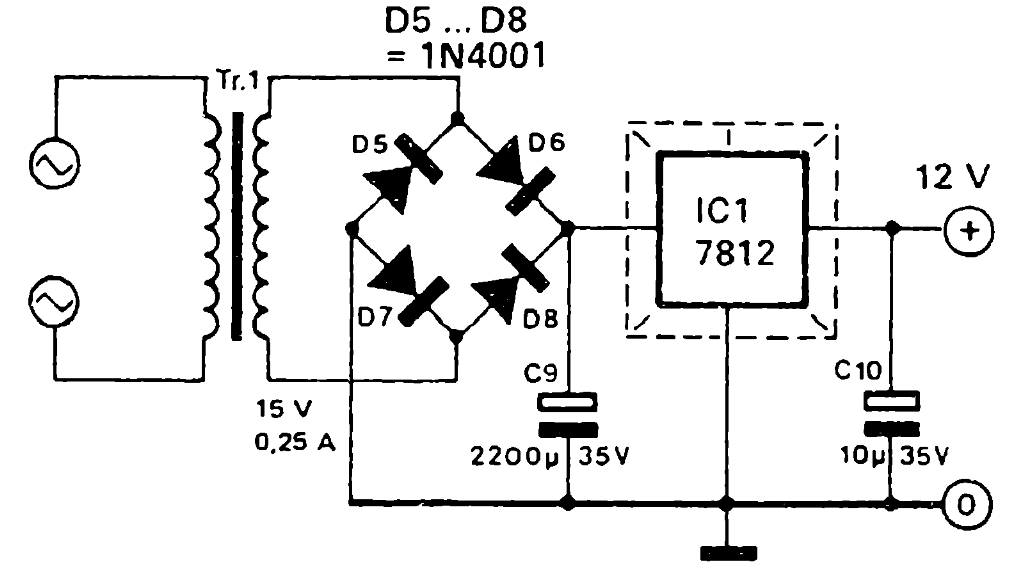
Dacă se utilizează montajul pentru completarea unui multimetru, atunci se utilizează însuși multimetrul în domeniul de 100 μA ca instrument magneto-electric. Alimentarea se face cu o tensiune de ±9 V prin două baterii mici de 9 V (IEC 6F22 baterii bloc). Durata de viață a bateriilor este îndelungată datorită consumului mic al montajului.

260 *Detector de prezență*

Acest montaj reacționează la prezența unui obiect conductor în interiorul unui anumit domeniu. Montajul nu înregistrează mișcările acestui obiect în interiorul domeniului. Sensibilitatea poate fi reglată cu P1 pentru „distanța" dorită. Una din utilizările evidente ale detectorului de prezență este cu siguranță un deschizător automat de ușă. Pentru aceasta, senzorul este amplasat pe fața interioară a ușii.

Montajul constă în principal dintr-un oscilator și un etaj basculant monostabil. Oscilatorul este construit cu T1. Este vorba de un oscilator Clapp





care este deosebit de stabil în frecvență, deoarece capacitatea tranzistorului este în paralel cu capacitățile relativ mari C1 și C2 ale circuitului oscilant. Suprafața senzorului acționează ca o capacitate pentru circuitul oscilatorului, capacitate care poate fi mică în comparație cu C1 și C2. În această configurație, oscilatorul funcționează la circa 1 MHz. Semnalul de înaltă frecvență este amplificat (T2) și în cele din urmă redresat. În acest mod se primește un impuls de comandă pentru etajul basculant monostabil format din T3 și T4. Prin utilizarea de VFET-uri este posibil să se comande releul de comutare de către etajul basculant. Timpul de comutare se stabilește prin reglarea lui P2.

Trebuie să fim atenți să nu aducem obiecte metalice în apropierea suprafețelor senzorului, deoarece capacitatea este deja atât de mare încât releul rămâne conectat continuu. Detectorul de prezență poate fi acționat de la distanță atunci când P1 este amplasat și el la distanță față de montaj. Astfel se poate regla sensibilitatea de la caz la caz, fără intervenții în aparat.

Montajul poate fi utilizat și ca detector în vasele cu lichide agresive. Avantajul constă în faptul că suprafața senzorului nu ajunge în contact cu lichidul.

261 *Detector de semnale cu semnalizator acustic de continuitate*

Detectorul de semnale este un aparat foarte util în atelierul de reparații al amatorului. El este relativ ieftin și permite căutarea dinamică a greșelilor în orice montaj JF. Chiar și pentru verificarea montajelor IF este suficientă, ca semnal de verificare, o armonică oarecare a generatorului de semnale dreptunghiulare. Este desigur necesară conectarea unei sonde de măsurare IF înaintea intrării detectorului de semnale.

Modul de utilizare este simplu. Semnalul de ieșire al generatorului de semnale, de cele mai multe ori un semnal dreptunghiular, este aplicat montajului de verificat. Intrarea detectorului de semnale (cuprinde un amplificator de măsură, ascultare, indicare) se aplică prin intermediul sondei pe un punct al montajului, punct în care ar trebui să apară semnalul de verificare. În funcție de semnalul așteptat, auzit sau/și măsurat, se poate merge la următorul punct de testare. În caz contrar este cu siguranță ceva care nu merge în etajul respectiv. Un detector de semnale este deci utilizat acolo unde un curent continuu și/sau o tensiune de măsurare nu permit nici o concluzie asupra cauzei defecțiunii.

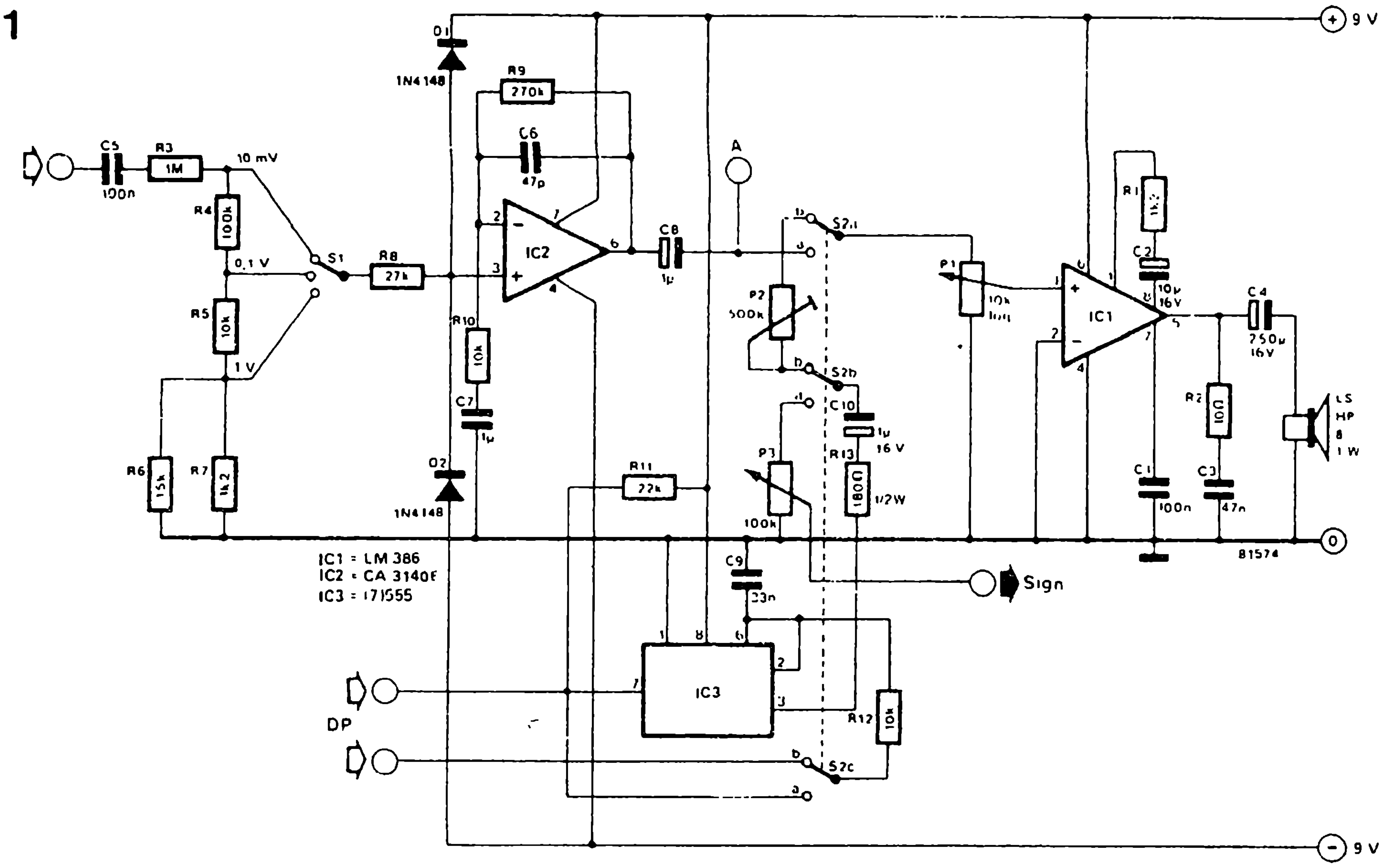
Montajul întregului aparat conține patru etaje:

- amplificatorul de măsură (IC2);
- amplificatorul difuzorului (monitor) (IC1);
- generatorul de semnale (IC3);
- amplificatorul aparatului indicator (IC4).

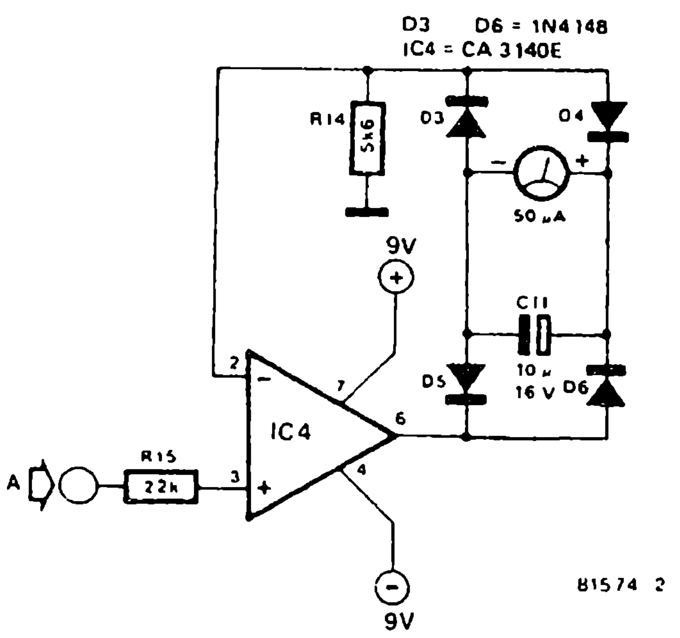
Amplificatorul de măsură este conectat ca amplificator operațional neinversor și are din acest motiv o rezistență de intrare foarte mare. Un circuit de atenuare în trei etaje permite acordul semnalului preluat la amplificarea reglată cu R9/R10. La tensiunea de intrare de 10 mV_{ef} rezultă la ieșirea amplificatorului operațional o amplitudine de 280 mV. Acest semnal ajunge pe de o parte la amplificatorul aparatului indicator IC4, iar pe de altă parte, în poziția „a” a comutatorului S2, la amplificatorul difuzorului IC1.

Acest amplificator monitor este cel prezentat în această carte la montajul 211. Amplificarea este reglată la 50; la tensiunea de funcționare de 9 V, puterea maximă este de 0,7 W pentru un difuzor de 8 Ω. Cel de al treilea etaj al detectorului de semnal este generatorul de semnale, un circuit integrat 555 conectat ca generator de semnale dreptunghiulare. Pentru dimensionarea dată, generatorul produce un semnal de 1 kHz care ajunge la ieșire prin C10 și

1



2



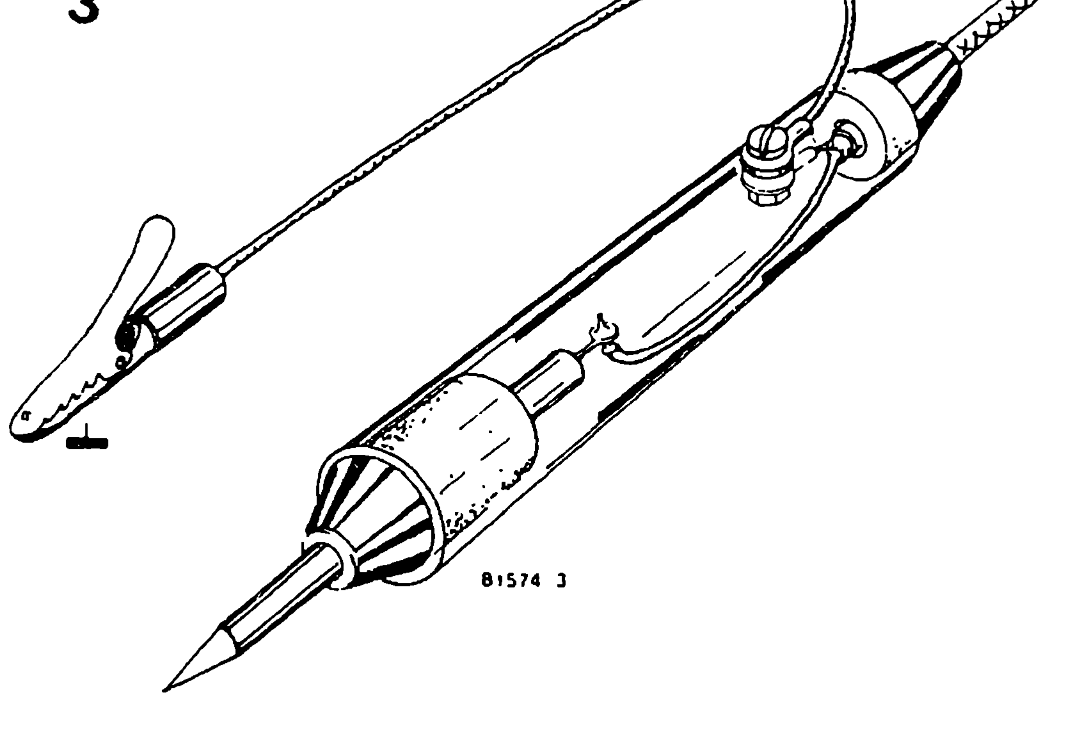
P3. Amplitudinea semnalului de verificat este reglabilă pentru a putea fi acordată la sensibilitatea de intrare a circuitului de verificat.

Generatorul de semnale are, în plus, în poziția „b" a lui S2, funcția unui semnalizator acustic de continuitate. Dacă ambele sonde de măsură sunt scurtcircuitate (la pin 7 și, prin R12, la pin 6), atunci semnalul de 1 kHz se aude în difuzor. Odată cu creșterea rezistenței între electrozii de măsură, crește și frecvența generatorului de semnale dreptunghiulare; avem deci un ohmmetru acustic, mai puțin precis și a cărui utilizare pretinde un oarecare antrenament. Cu P2 se reglează generatorul de semnale dreptunghiulare astfel încât el să se audă cu aceeași intensitate ca și semnalul amplificatorului de măsură la semnalul de intrare maxim.

În fig. 2 este reprezentat amplificatorul instrumentului indicator. Și aici este vorba de un amplificator cu o rezistență de intrare foarte mare. Instrumentul magneto-electric se găsește în circuitul de reacție negativă al amplificatorului operațional cât și în diagonala punții redresoare D3 ... D6. În locul instrumentului magneto-electric se poate utiliza bineînțeles și un aparat de măsură universal cu sensibilitatea instrumentului de 50 µA. Alte domenii de curent sunt de asemenea posibile prin modificarea valorii lui R14. Se folosește formula R14 = 0,28 V/I.

Observații suplimentare privind construcția montajului. Toate conductoarele parcurse de semnal trebuie să fie confecționate din cabluri

3

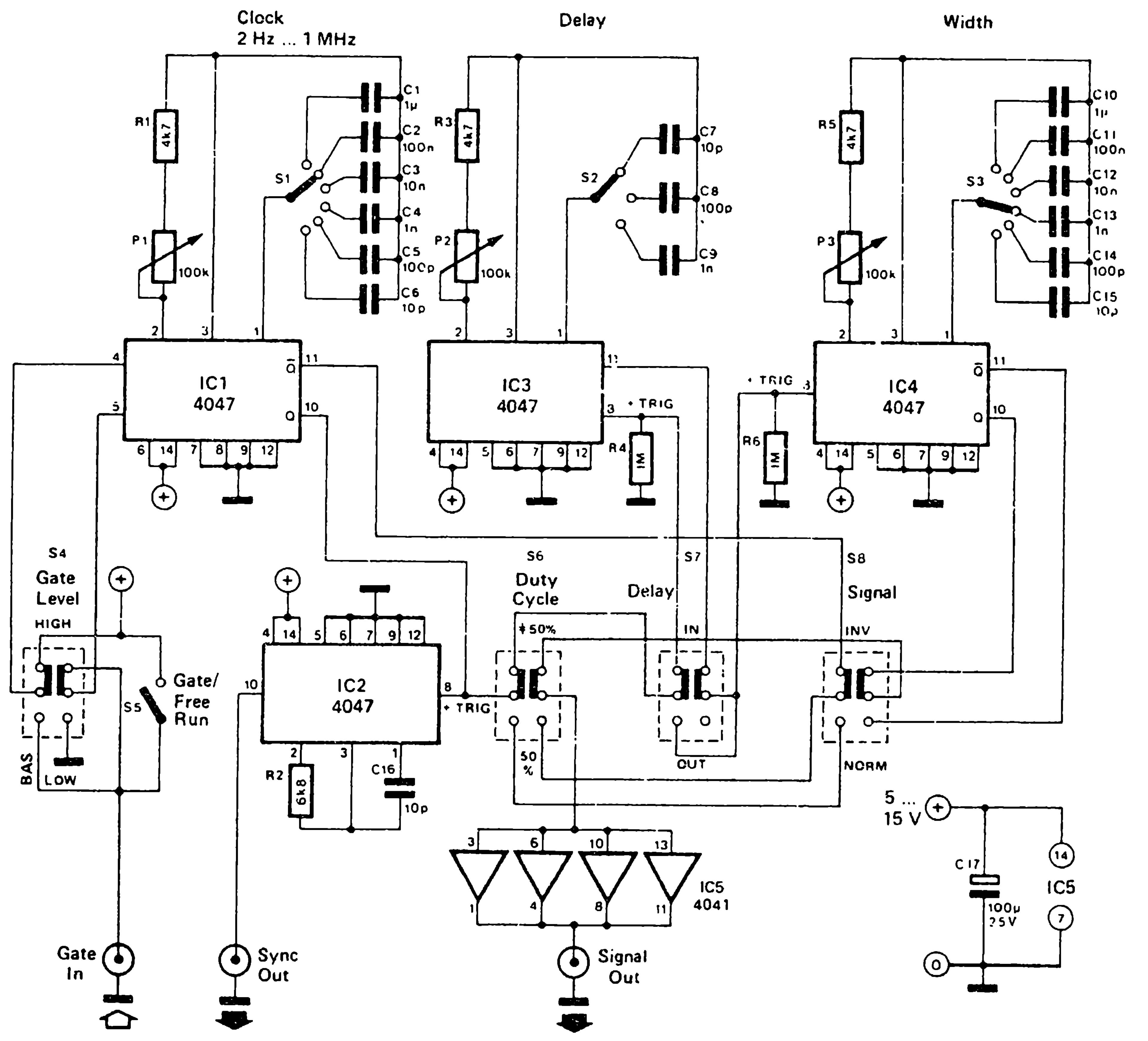


ecranate, de exemplu, conductor lițat JF. În fig. 3 este prezentată o variantă de execuție a sondei de măsură. Circuitul de atenuare de la intrarea lui IC2 se lipește de preferință direct la S1. Componentele P1 ... P3 și S2 sunt montate direct pe placa frontală. Sursa de alimentare necesită două baterii compacte de 9 V conectate printr-un întrerupător bipolar. Dacă suntem atenți ca etajul final să nu funcționeze la puterea maximă, bateriile pot rezista un timp îndelungat. Dacă trebuie să construim un alimentator, atunci acesta poate avea și o tensiune mai mare (±12 V). În acest caz însă aparatul nu va mai fi atât de mobil.

262 *Generator de impulsuri cu CMOS*

Un generator de impulsuri este aproape de neînlocuit la realizarea montajelor digitale. Un asemenea aparat trebuie să poată fi utilizat multilateral: frecvența de tact trebuie să fie reglabilă în limite largi; este de dorit un acord „automat" de nivel. Montajul prezentat aici posedă aceste avantaje, dar și alte câteva în plus.

Utilizarea exclusivă a circuitelor integrate CMOS are două avantaje. Unul ar fi faptul că montajul poate fi alimentat de la baterii. Celălalt constă în acordul „automat" de nivel datorat domeniului mare al tensiunii de alimentare. Dacă generatorul de impulsuri este alimentat de la montajul de studiat, atunci avem și nivelul corect (TTL sau CMOS). Datorită consumului mic de curent, generatorul solicită foarte



puțin sursa montajulului de studiat.

Montajul generatorului de impulsuri constă în principal din generatorul de tact IC1 (clock), circuitul integrat fiind conectat ca multivibrator astabil. Cu P1 și S1 se reglează frecvențele între 2 Hz și 1 MHz (în funcție de tensiunea de alimentare!). Dacă S5 este închis, iar S4 este în poziția „sus", atunci IC1 „oscilează liber" („free run"); el lucrează deci ca generator de semnale dreptunghiulare. Dacă S5 este deschis, atunci IC1 poate fi triggerat de un semnal la pinul „gate in". IC1 este, ca să spunem așa, lovit de acest semnal. În afară de nivelul semnalului trigger, prin comutarea lui S4 la pinii 4 sau 5 se poate alege și polaritatea de intrare.

Semnalele de ieșire ale generatorului de tact se găsesc la pinii 10 și 11. Semnalul de ieșire Q ajunge pe de o parte la IC2, iar pe de altă parte, prin S6 în poziția „50%" și prin S8 în poziția „norm.", la bufferul de ieșire IC5. IC2 este conectat ca multivibrator monostabil triggerabil. Circuitul integrat duce din semnalul de ieșire al lui IC1 un impuls îngust care servește la rândul său drept semnal de triggerare (pinul „sync. out") pentru un osciloscop. Circuitele integrate 3 și 4 sunt conectate și ele ca multivibratoare monostabile triggerabile. În poziția „±50" a lui S6 și „out" a lui S7, semnalul de ieșire Q al lui IC1, semnalul de tact, ajunge la intrarea trigger a lui IC4. Prin P3 și S3 se poate ajusta lățimea impulsului între 1,5 μs și 200 ms, respectiv un raport impuls/pauză al semnalului de ieșire la pinii 10, respectiv 11, ai lui IC4. În funcție de poziția lui S8, semnalul ajunge „normal" sau inversat la ieșire („signal out") prin bufferul IC5.

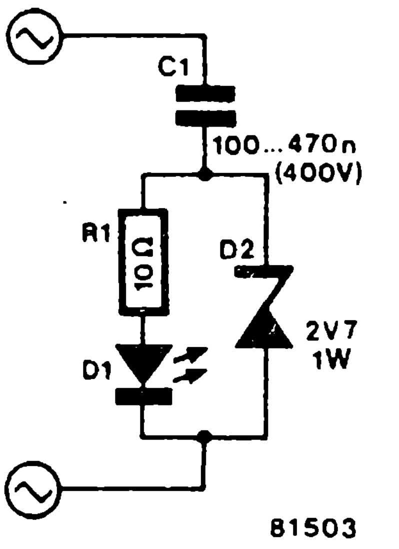
O altă influențare a semnalului se realizează cu IC3. În poziția „In" a comutatorului S7, IC3 este triggerat de semnalul de tact. Prin reglarea lui P2 și S2 rezultă o temporizare („delay") a semnalului de ieșire de la 1,5 μs până la 250 ms la borna „Sync. out". Semnalul de ieșire al lui IC3 ajunge la IC4 ca impuls trigger. Acolo se poate regla din nou lățimea impulsului, așa cum s-a menționat deja, cu P3 și S3. În principiu, prin utilizarea montajului „Delay" nu are loc nici o modificare a semnalului de ieșire al montajului. Avantajul constă în optimizarea utilizării ecranului osciloscopului. Prin reglarea timpului de întârziere, se poate transla punctul de intrare în acțiune a impulsului trigger față de semnalul de ieșire, astfel încât și frontul crescător al semnalului de verificat să poată fi evidențiat pe ecran.

În sfârșit, încă un cuvânt despre construcția montajului. Prototipul a fost construit pe o placă raster cu găuri și a funcționat fără perturbații. Proiectarea unei plăci nu ni se pare a fi un lucru convenabil deoarece cele mai multe legături trebuie realizate cu conductoare la comutatoare și potențiometre. De aceea se lipesc pe placa frontală atâtea componente cât este posibil și se execută apoi restul legăturilor la circuitele integrate (pe o mică placă raster cu găuri). Echiparea circuitului integrat este minimă. Alimentarea montajului se face, așa cum s-a menționat, prin circuitul de alimentare al aparatului de verificat sau prin baterii – la o tensiune corespunzătoare nivelului necesar.

(RCA Application Note ICAN - 6230)

263 LED la 220 V

Datorită costurilor reduse și a duratei de viață lungi, diodele luminescente au devenit cele mai răspândite elemente indicatoare. Din păcate, acestea lucrează doar la tensiuni mici și chiar și atunci doar cu rezistențe înseriate. La tensiuni mai mari, pe rezistență ar fi disipată, sub formă de căldură, o putere considerabilă. Funcționarea la tensiuni mari este posibilă însă și cu pierderi mai mici. În situația în care avem de a face cu o tensiune alternativă, putem utiliza și



un condensator pentru limitarea curentului. Condensatorul nu se încălzește, deoarece, din cauza defazajului de aproape 90° între curent și tensiune, abia dacă se consumă putere activă, restul fiind numai putere aparentă. Cu un condensator și o diodă însă nu am făcut nimic. Pentru rezolvarea conectării unui LED la 220 V este necesară și o diodă Zener. În timpul semiperioadei negative, dioda Zener D2 este alimentată în sensul de conducție și are rolul, ca o diodă normală, de a împiedica tensiunea pe LED să devină prea mare. În timpul semiperioadei pozitive, D2 limitează tensiunea pe LED și R1 la 2,7 V. Dacă în locul diodei Zener s-ar utiliza o diodă normală, atunci LED-ul ar putea fi distrus din cauza curentului prea mare.

Valoarea condensatorului C1 este determinată de curentul prin LED. La 100 nF, curentul este de circa 4 mA; la o valoare de 470 nF curentul este de circa 20 mA.

264 *Amplificator de microfon cu zgomot redus*

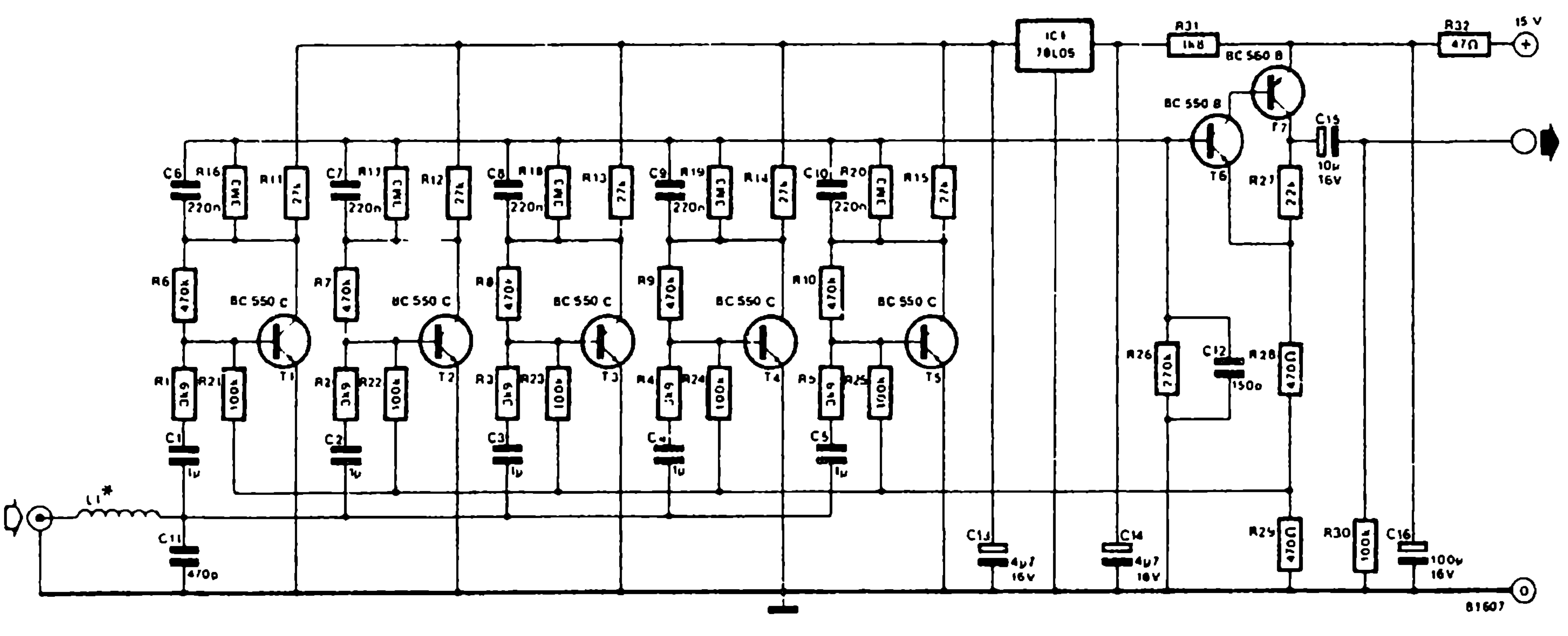
Pentru un adevărat vânător de sunete, un microfon nu poate fi suficient de sensibil. Cine vrea să facă înregistrări cu un mare ecart de frecvență ajunge repede la limita posibilului cu microfoane bune și ecran parabolic suplimentar, deoarece amplificatorul de microfon, cu zgomotul său propriu, limitează sensibilitatea.

Un preamplificator de microfon cu zgomot foarte redus poate duce la o îmbunătățire considerabilă față de amplificatorul existent în casetofon.

Nu ne putem aștepta, desigur, de la un amplificator cu zgomot redus, cu sensibilitate mare, să ne permită înregistrarea cântecului privighetorii de la 200 m la fel de bine ca și scrâșnetul unui carusel de bâlci din imediata apropiere. Montajul descris aici este conceput mai degrabă pentru privighetoare decât pentru carusel.

Zgomotul redus nu este numai o problemă de selectare a tranzistoarelor, ci și una de concepție a montajului. Dacă se utilizează tranzistoare sărace în zgomot într-un montaj standard, atunci nici zgomotul nu va fi sub „standard". Din acest motiv, nu s-au economisit nici banii, nici osteneala pentru a se obține un zgomot cât mai redus. Au fost conectate în paralel cinci etaje de amplificare identice. Aceste preamplificatoare cu bobină mobilă, cunoscute în tehnica reducerii zgomotului, micșorează contribuția de zgomot a fiecărui etaj cu un factor $\sqrt{n}$, unde n este numărul de etaje. La utilizarea a cinci etaje rezultă o îmbunătățire de 7 dB față de utilizarea unui singur etaj.

În plus, curentul prin tranzistoare este redus foarte mult, micșorându-se prin aceasta și zgomotul, iar curentul total de circa 1,5 mA este suficient pentru o execuție stereo. Prin aceasta, amplificatorul propriu-zis consumă mai puțin decât circuitul integrat utilizat pentru stabilizarea tensiunii. Tensiunea de alimentare este de numai 5 V. Cealaltă față a medaliei (a zgomotului redus) este un coeficient de distorsiu-



ne ceva mai mare și o mai mică excitabilitate. Amplicatorul nu este conceput pentru carusel deoarece coeficientul de distorsiune de la liniaritate rămâne cu circa 1% sub valoarea celui al casetofonului însuși. Reacția inversă se realizează pentru fiecare etaj cu R6 ... R10 și global cu R21 ... R25.

Montajul necesită, pentru un semnal de ieșire de 60 mV, o tensiune de intrare de numai 0,13 mV (130 μV). Această sensibilitate mare este absolut suficientă chiar și pentru amatorii pretențioși. La o amplificare de circa 475, pot fi prelucrate semnale de intrare de până la 8 mV; dinamica nu este totuși foarte proastă. Lățimea benzii este cuprinsă între 20 Hz și 45 kHz și este limitată superior de condensatorul C12. L1/C11 reprezintă un filtru de protecție contra perturbațiilor induse de stațiile de radio locale. L1 constă din câteva spire de sârmă de bobinaj emailată înfășurate pe o oală de ferită. Coeficientul de zgomot cu acest preamplificator este cu circa 12 dB mai mic decât cel al unui casetofon bun. Cu aceasta, privighetoarea nu mai este în afara razei de acțiune. Atât înregistrarea muzicii cât și înregistrările în exterior pot fi realizate la un nivel calitativ excepțional. Aici însă microfonul și casetofonul își au rolul lor. Nu are sens utilizarea acestui amplificator în combinație cu un casetofon de calitate medie sau cu un microfon ieftin.

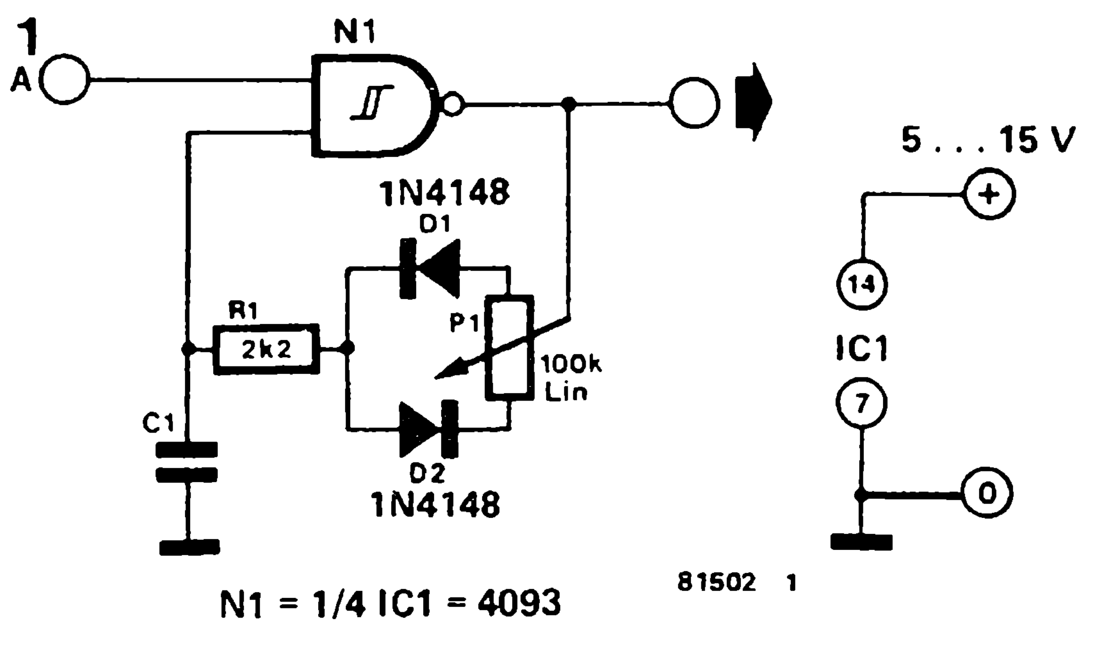
Amplificarea poate fi acordată ușor, prin modificarea lui R27. Deoarece tensiunea de colector a lui T7 este necesar să rămână la valoarea de 7,5 V, trebuie modificat și R26. Dacă R27 devine mai mic, atunci și R26 trebuie să devină mai mare. Pentru o amplificare de 200 de ori, R27 are valoarea de 10 k, iar R26 de 680 k.

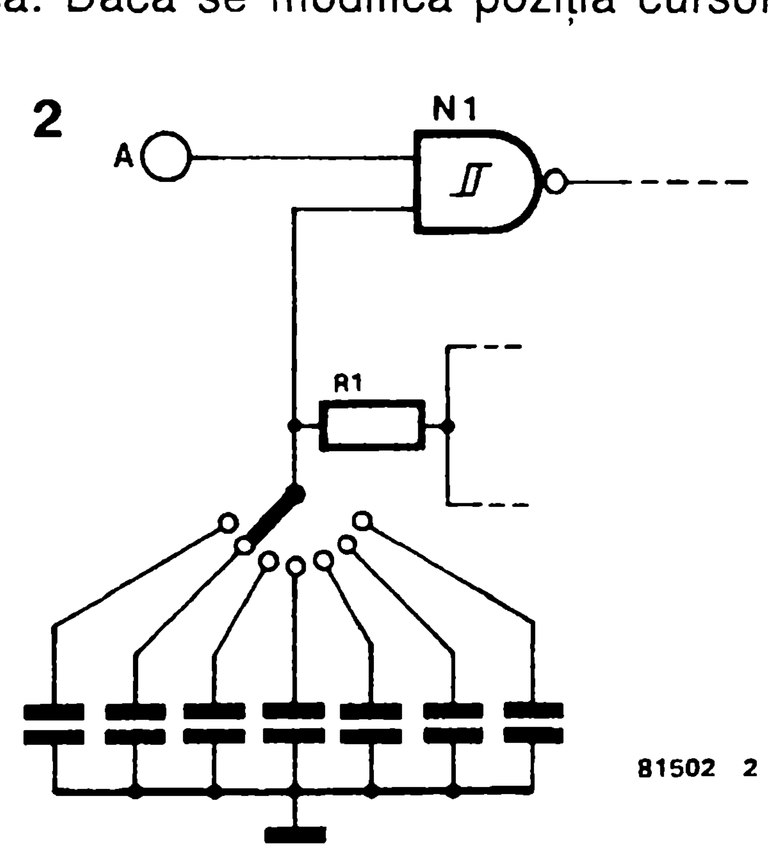
Impedanța de intrare (în mod normal, de 1 k) poate fi crescută printr-o rezistență în serie cu L1. Prin modificarea lui R1 ... R5 se poate obține de asemenea o creștere a impedanței de intrare. Într-un amplificator cu zgomot redus trebuie ca și rezistențele să aibă un zgomot mic; de aceea se utilizează cel mai bine rezistențe cu peliculă metalică.

(P. de Bra)

265 *Generator de impulsuri cu raport impuls/pauză reglabil*

Generatoarele de impulsuri sunt parte componentă fixă a multor montaje. Suntem puși adeseori în fața problemei de a construi un generator de impulsuri cu mijloace relativ simple. O posibilitate ne este oferită de circuitul integrat 4093. Acesta este un circuit integrat CMOS cu patru triggere Schmitt. Cu un trigger Schmitt, o rezistență, un condensator, un potențiometru și două diode ia naștere un generator de impulsuri cu frecvență constantă, dar cu raport impuls/pauză ce poate fi reglat independent de frecvență. Perioada, și cu aceasta frecvența, este determinată de valoarea circuitului RC. Elementul RC constă din condensatorul C1, rezistența R1 și potențiometrul P1. Când potențiometrul stă exact în poziția de mijloc, ieșirea furnizează o tensiune dreptunghiulară simetrică. Dacă se modifică poziția cursorului,





atunci se modifică și timpul de încărcare – descărcare al condensatorului, și cu aceasta și lățimea impulsului la ieșire.

R1 servește drept rezistență înseriată pentru cazul în care cursorul lui P1 se află pe poziția de minim sau de maxim; ea are rolul de a nu permite creșterea raportului impuls/pauză peste 100%, ci „numai" între 2% și 98%.

Frecvența este independentă de poziția potențiometrului P1, deoarece suma celor două jumătăți de perioadă este constantă. Dacă generatorul trebuie să furnizeze mai multe frecvențe, se înlocuiește C1 cu mai multe condensatoare de valori diferite ce pot fi selectate cu un comutator (fig. 2). Prin intrarea de comandă A, se poate porni sau opri generatorul de impulsuri. Dacă la această intrare se găsește un „0", atunci generatorul este blocat; la ieșire avem un „1". Dacă la intrarea de comandă avem un „1" logic, la ieșire avem la dispoziție impulsurile dreptunghiulare.

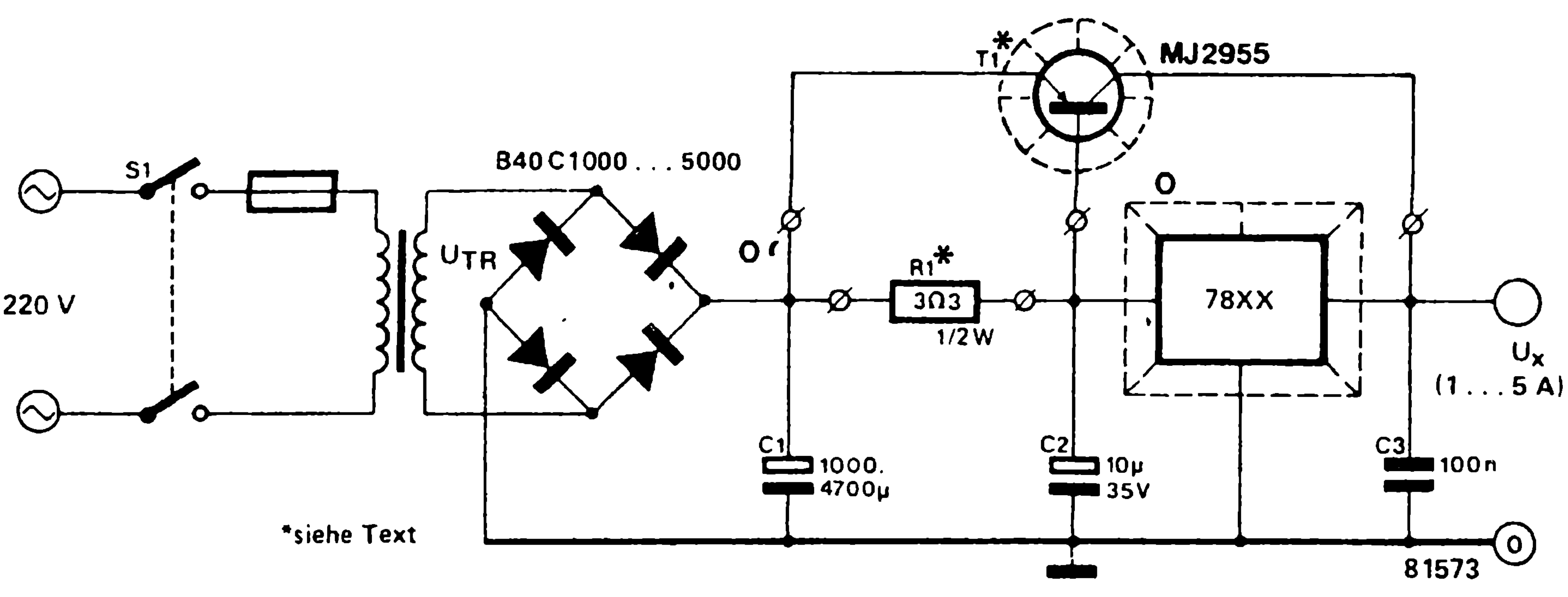
Dacă nu este necesară o intrare de comandă, atunci această intrare este legată fie în punctul comun C1/R1, fie la tensiunea de alimentare. Panta fronturilor semnalului de ieșire este relativ mare. Ea mai poate fi totuși îmbunătățită atunci când după generator se conectează ca inversor un alt trigger Schmitt.

266 *Alimentator*

În cele mai multe cazuri, alimentatorul universal nu este suficient de universal. Mai bine spus, dacă este necesar un alimentator potrivit pentru un montaj, cel disponibil este fie prea complicat, fie prea slab. În final, rămâne doar soluția stabilizatorului de tensiune integrat. Aceasta nu este, cu siguranță, cea mai proastă rezolvare atunci când se utilizează câteva artificii precum cele descrise în acest articol.

Alimentatorul conține, în afara părții redresoare, un stabilizator de tensiune integrat din seria 78 XX și un tranzistor de putere pnp. Această combinație permite un curent de sarcină de până la 5 A. După cum se știe, un stabilizator de tensiune integrat în carcasă TO-220 poate furniza până la 1 A. Tranzistorul de putere suplimentar preia curentul de sarcină de circa 200 mA, descărcând astfel considerabil stabilizatorul de tensiune. În montajul simplificat, adică pentru curenți de până la 1 A, rezistența R1 poate fi scurtcircuitată și se poate renunța la tranzistor.

Acum, în ceea ce privește artificiile de utilizare, tensiunea transformatorului trebuie să fie mai mare cu 4 V_{ef} decât tensiunea continuă de stabilizat. Stabilizatoarele de tensiune integrate conțin și un circuit de protecție termică. În interesul unei funcționări sigure a montajului, curentul maxim prin 78 XX este limitat cu R1 la 200 mA. R1 poate rămâne în montaj ca rezistență de descărcare pentru C1 în caz de scurtcircuit, chiar și fără tranzistorul de putere. În această situație, R1 trebuie să poată fi încărcat cu 5 W(!). Acum chiar și montajul complet, cu T1, trebuie să fie rezistent la scurtcircuite de durată; atunci atât tranzistorul de putere



cât și stabilizatorul de tensiune integrat trebuie montate pe un radiator care să disipeze pierderile de putere convertite în căldură. În caz de scurtcircuit, la 5 V / 5 A rezultă o pierdere de putere de 25 W! O supradimensionare a radiatorului nu strică deloc. Condensatorul de încărcare trebuie să corespundă puterii alimentatorului. Cu o formulă empirică putem aproxima că pentru 1 A curent de sarcină → 1000 µF capacitate.

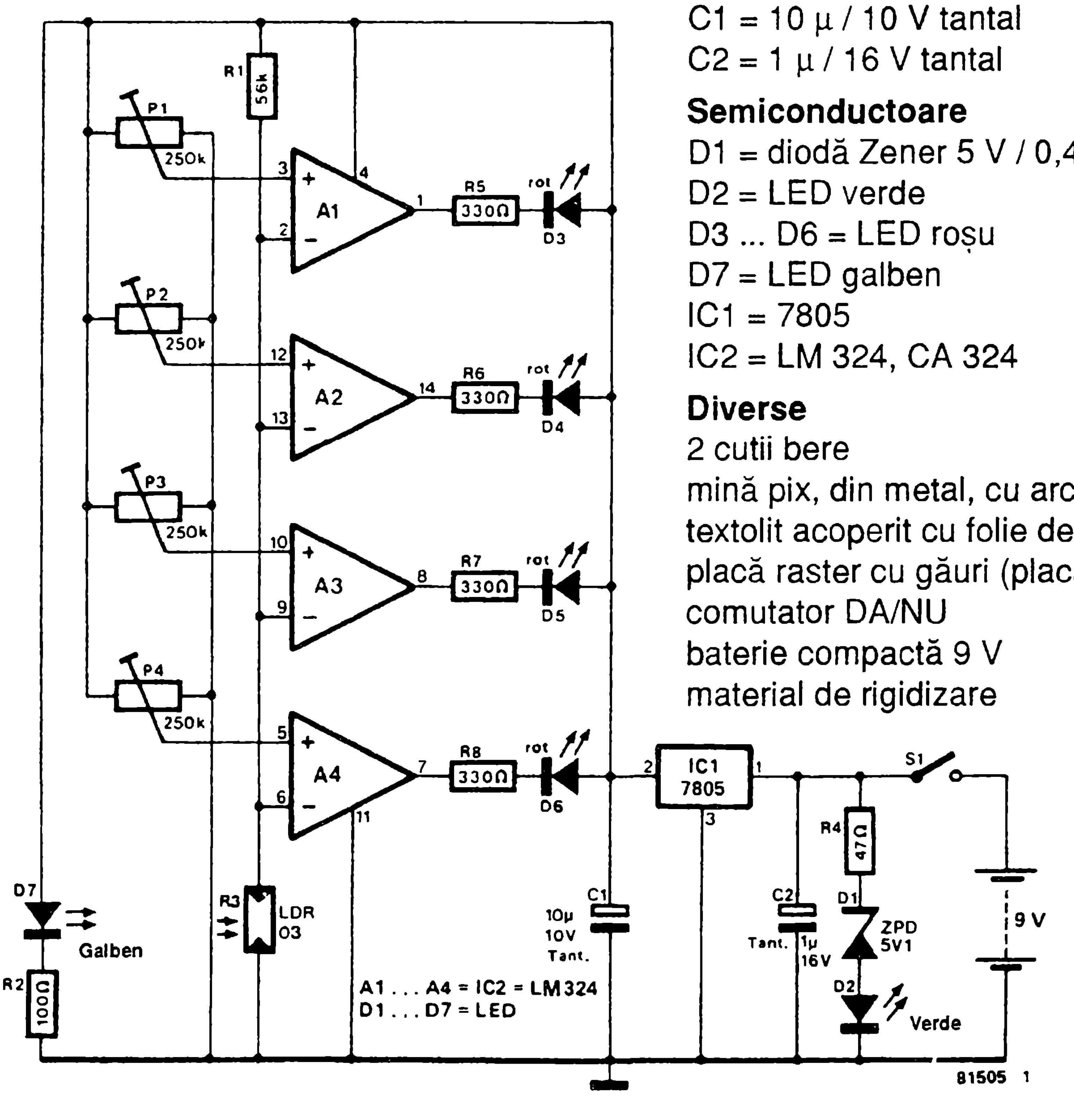
Această soluție de alimentator poate fi recalculată și pentru puteri mai mari.

267 *Cântar pentru scrisori*

Tipul de cântare de scrisori întâlnit la aproape toate oficiile poștale este cunoscut de noi toți. Se pune o scrisoare, iar el indică clasa de greutate. Costul trebuie doar citit. Așa ceva trebuie să fie realizabil și electronic! Este totuși necesară și ceva îndemânare mecanică; cântarul electronic de scrisori trebuie să amintească și de modelul său mecanic.

Fig. 1. Montajul cântarului pentru scrisori. El constă din 2 circuite integrate și din câteva alte componente. LED-urile D3 ... D6 servesc drept indicatoare pentru diferitele greutăți. Traductorul optoelectronic constă din LED-ul D7 și din rezistența LDR R3.

1



Lista de componente

Rezistențe

R1 = 56 k
R2 = 100 Ω
R3 = LDR 03
R4 = 47 Ω
R5 ... R8 = 330 Ω
P1 ... P4 = 250 k pot. semiregl.

Condensatoare

C1 = 10 µ / 10 V tantal
C2 = 1 µ / 16 V tantal

Semiconductoare

D1 = diodă Zener 5 V / 0,4 W
D2 = LED verde
D3 ... D6 = LED roșu
D7 = LED galben
IC1 = 7805
IC2 = LM 324, CA 324

Diverse

2 cutii bere
mină pix, din metal, cu arc
textolit acoperit cu folie de cupru
placă raster cu găuri (placă de probă)
comutator DA/NU
baterie compactă 9 V
material de rigidizare

2

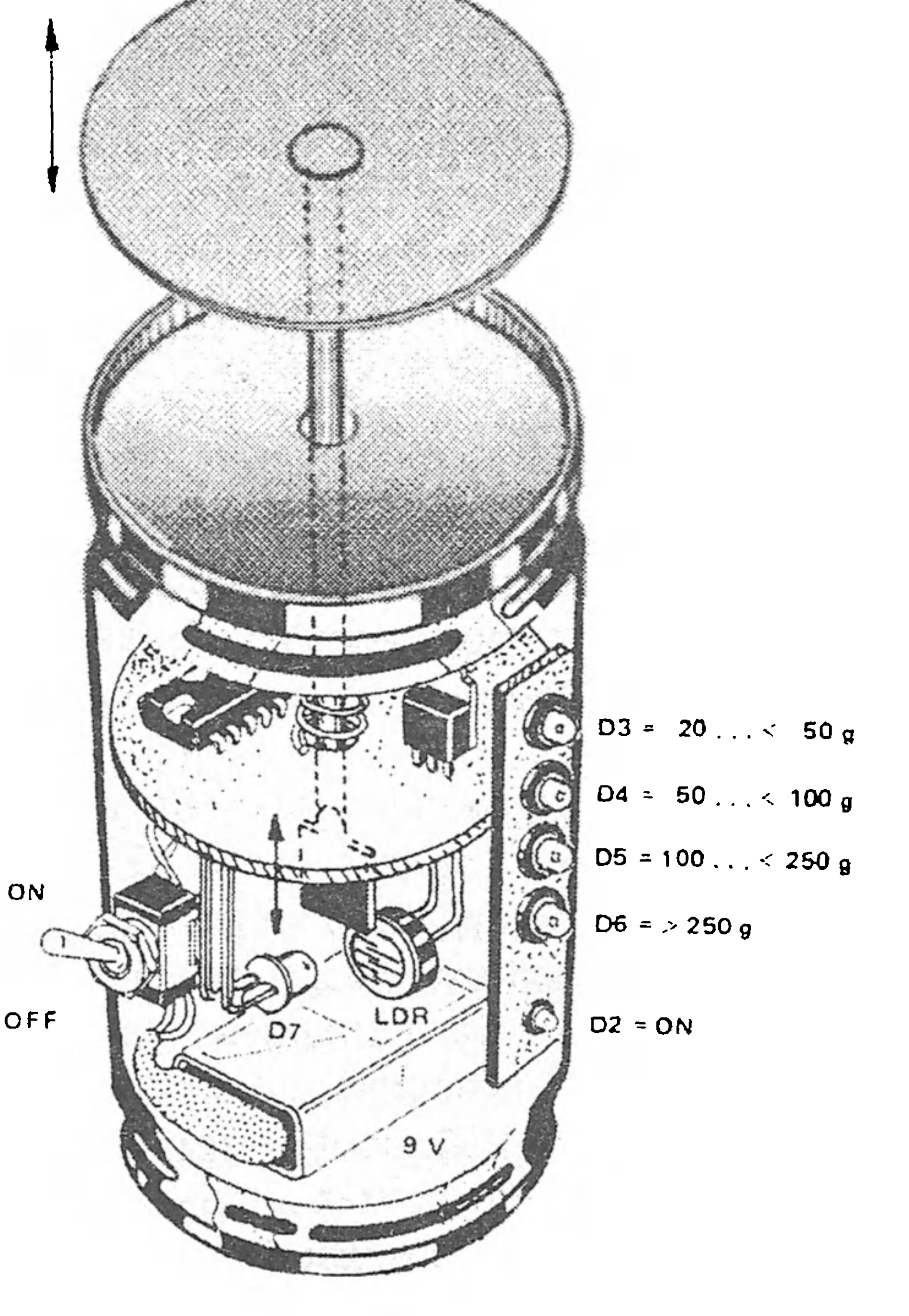


Fig. 2. „Imaginea Roentgen" a cântarului. Vârful minei cu pastă comandă căderea luminii pe LDR.

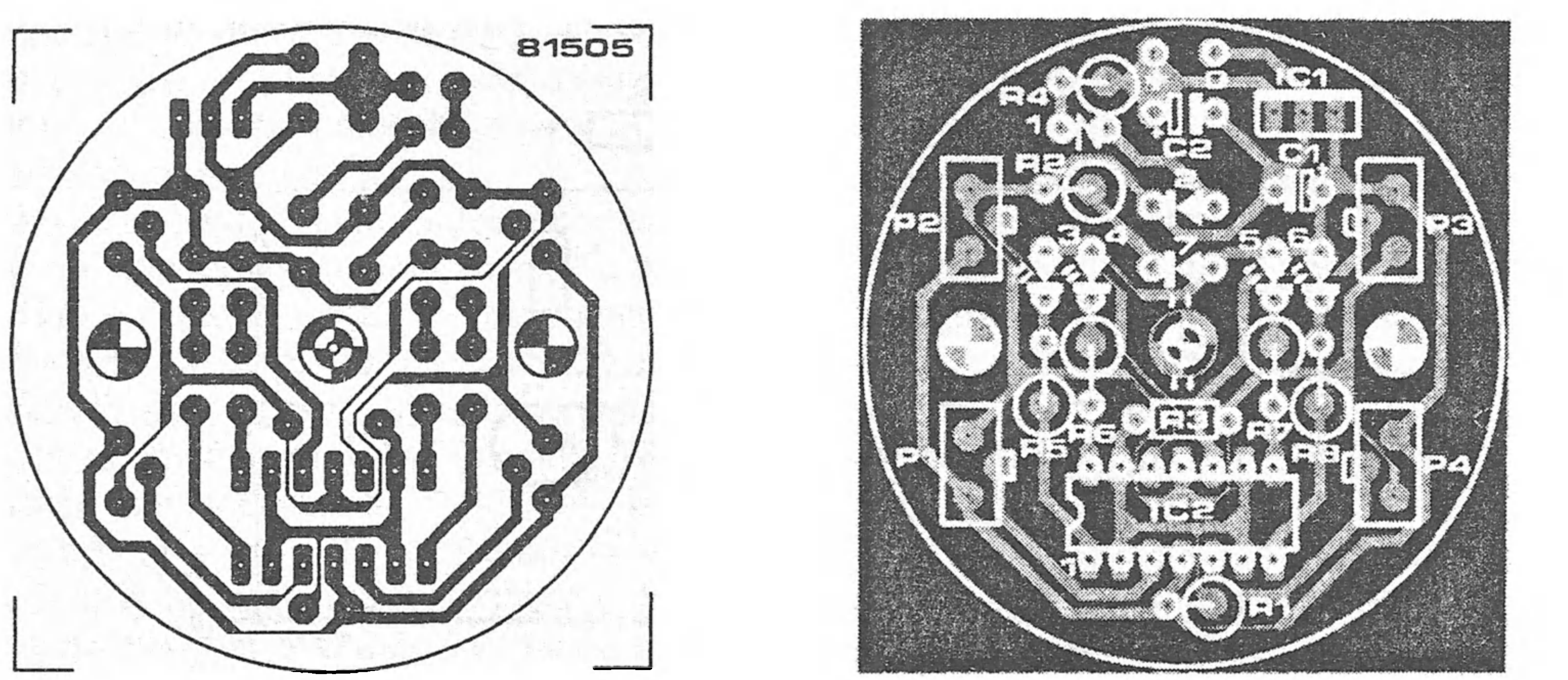
Fig. 3. Placa adaptată la mărimea cutiei. D7, LDR-ul și cablajele sunt lipite pe partea din spate a plăcii.

Mai întâi despre partea electronică. În fig. 1 este reprezentat montajul foarte simplu al cântarului de scrisori. El constă din două circuite integrate și din câteva componente. Tensiunea bateriilor (9 V) este stabilizată de IC1.

Indicarea clasei de greutate este destul de independentă de variația tensiunii de alimentare (scăderea capacității bateriei). La fel ca la varianta mecanică, indicația greutății se face în cinci game de greutăți (vezi tabelul). Ele sunt indicate cu patru LED-uri. LED-urile corespunzătoare luminează în funcție de greutate, în funcție de tensiunea la intrările amplificatoarelor operaționale din IC2 conectate în montaj de comparator. Tensiunea la intrarea neinversoare se reglează cu unul din cele patru potențiometre P1 ... P4; ea este o măsură pentru greutatea scrisorii și se reglează prin LDR-ul R3. În funcție de intensitatea de iluminare a acestei rezistențe cu LED-ul D7 cu lumină galbenă, rezultă o tensiune la toate cele patru intrări inversoare ale comparatoarelor. Dacă această tensiune este la fel de mare sau mai mare decât cea reglată în prealabil la intrarea neinversoare, amplificatorul operațional își „conectează" ieșirea la masă. Deoarece LED-urile indicatoare se găsesc cu anozii lor la potențialul pozitiv al tensiunii de alimentare, LED-ul astfel conectat la masă luminează.

Construcția mecanică a cântarului (vezi fig. 2) amintește de vechile timpuri bune ale electronicii în cutii. De fapt, pentru acest scop se pretează foarte bine o cutie de băuturi. Sunt necesare două asemenea cutii. La prima se îndepărtează capacul, la cea de a doua fundul.

3



Tabel

Aranjarea LED-urilor în ordinea greutății

LED	Greutate (g)
-	sub 20
1	20 ... 50
1 ... 2	50 ...100
1 ... 3	100 ...250
1 ... 4	peste 250

El servește mai târziu drept capac pentru prima. În acest capac, fost fund, se dă, exact în mijloc, o gaură care să permită trecerea unei mine cu pastă. Placa echipată conform figurilor 2 și 3 este prevăzută cu șuruburi suficient de lungi, iar în capac se fixează role distanțiere. Distanța de la placă la capac trebuie să permită minei cu pastă să fie poziționată așa cum s-a reprezentat în figură. Mina împreună cu arcul se introduc înainte de fixare!

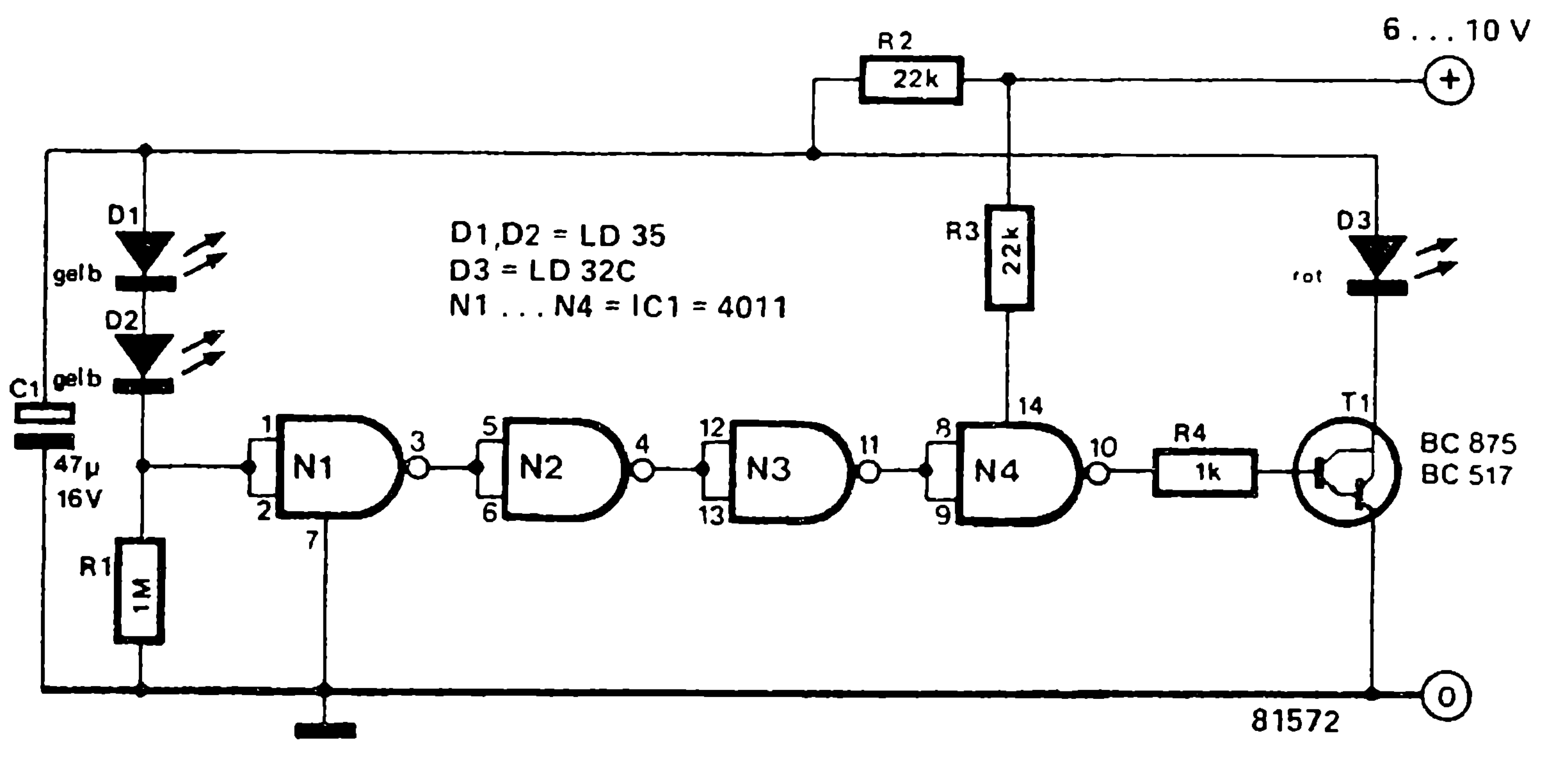
Este clar acum felul în care D7, LDR-ul și vârful minei de pix trebuie să conlucreze ca traductor optoelectronic. Este neapărat necesar un reglaj al LED-ului și/sau LDR-ului. Se scurtează mina astfel încât să se ridice puțin mai sus decât lungimea arcului deasupra capacului. Deasupra se lipește o bucată de placă (cașerată) acoperită cu folie de cupru (rotundă sau poligonală – cum doriți).

Acum, în cutia fără capac se dau găurile pentru 5 LED-uri, comutatorul S1 și pentru accesul la cele patru potențiometre semireglabile. LED-urile se plasează cel mai bine pe o placă raster cu găuri (placă de probă); se conectează acolo cablul plat și se lipește de cutie. Bateria compactă de 9 V este fixată pe fund cu bandă de lipit cu dublă față. Amplasarea găurilor în înălțime pe axa potențiometrelor semireglabile se stabilește prin măsurarea precisă a combinației capac/placă; gaura se dă suficient de mare ca să poată trece o șurubelniță mică.

În final, conductoarele de la S1 și de la baterie și cablul plat de la placa cu LED-uri se lipesc de placa principală și se pune capacul. Cântarul de scrisori este gata. Tabelul ar trebui lipit lângă LED-uri. Cu aceasta se vede concomitent și costul expedierii „porto" a scrisorii. Scrisorile de peste 250 g pot fi expediate la fel și ca pachetele. Ele sunt cântărite la poștă. Reglarea cântarului de scrisori constă din reglarea celor 4 potențiometre semireglabile. D3 trebuie să lumineze la 20 g, D4 la 50 g, D5 la 100 g, D6 la 250 g. Greutățile de etalonare se pot fabrica printr-o cântărire cu un cântar potrivit. Se pot utiliza și monede.

268 *LED economic*

În „lumea economiei de energie" o deficiență devine tot mai evidentă: există montaje CMOS care consumă puteri de ordinul μW. Dacă încă să conectăm un LED, acesta absoarbe 20 mA, un multiplu al consumului întregului montaj. Acest lucru afectează drastic funcționarea ba-



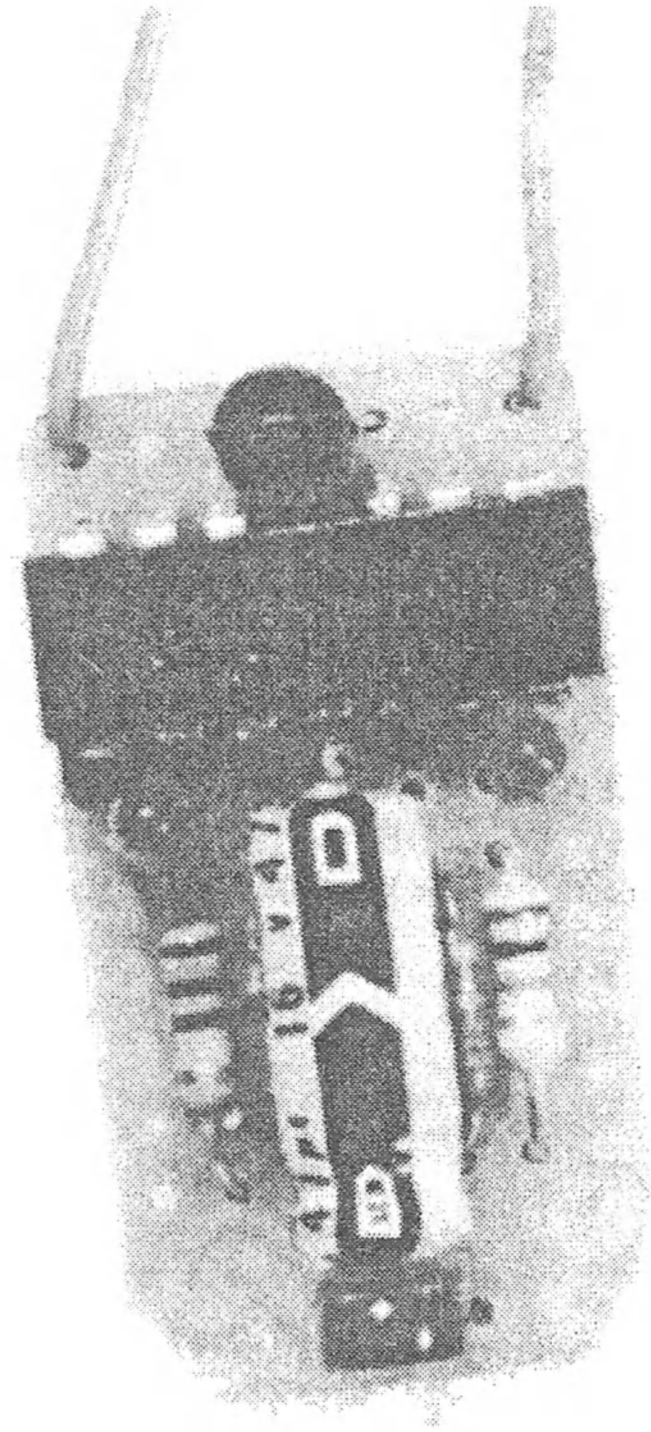
teriei. La ce folosește atunci tehnologia de vârf, extrem de economică, a semiconductoarelor?

Faptul că se poate și altfel, îl demonstrează acest montaj de „LED economic”. Dioda luminescentă primește scurte impulsuri de 100 mA cu o durată de circa 625 ms. Prin aceasta consumul mediu de curent scade la aproximativ 200 µA. Asta sună deja mai bine! Curentul absorbit scade de 100 de ori!

Condensatorul C1 este încărcat prin R2. După atingerea tensiunii de conducție pe diodele luminescente D1 și D2, lanțul de inversoare din IC1 primește un impuls care în final trece tranzistorul T1 în stare de conducție. Dioda luminescentă D3 servește ca „rezistență de descărcare” pentru condensatorul C1. În timpul acestei descărcări curentul atinge o valoare maximă de 100 mA. Dacă C1 s-a descărcat, diodele D1 și D2 se blochează. La intrarea și la ieșirea lanțului de inversoare se găsește un „0” logic. Tranzistorul se blochează de asemenea, apoi ciclul se reia.

În locul LED-urilor D1 și D2 se pot utiliza și diode normale cu siliciu. În acest caz, sunt necesare probe până se găsește punctul corect de comutare. Rezistența R3 are rolul de a reduce la minimum consumul de curent al lui IC1.

Avem acum la dispoziție un montaj ce poate fi utilizat oriunde este necesară funcționarea unor LED-uri în condiții de economie maximă de curent.



(Siemens Application)

269 *Lumină intermitentă*

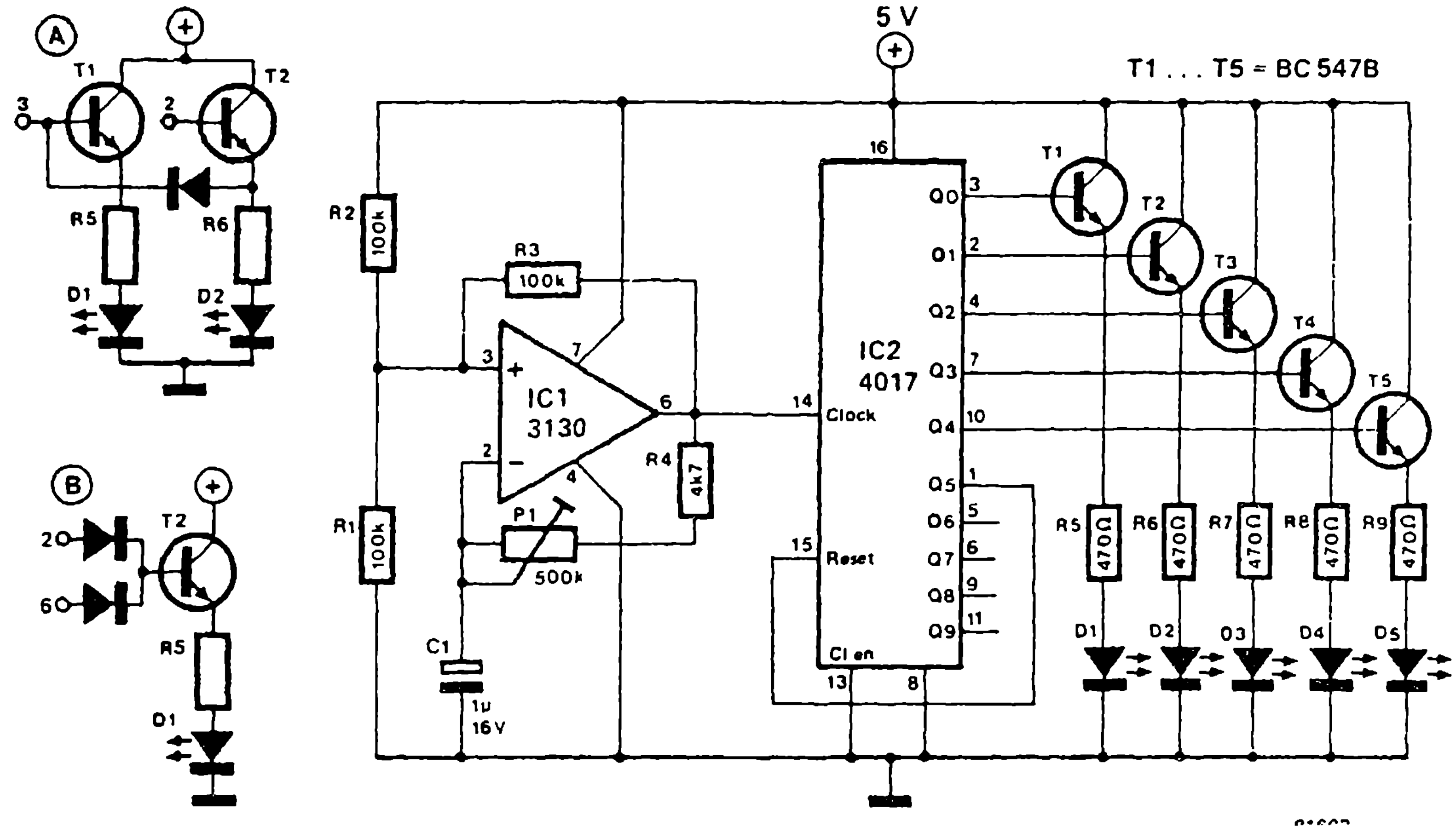
Lumina intermitentă inteligentă este așa cum o sugerează și denumirea, ceva cu totul special. Pe de altă parte, este însă și ceva foarte comun, un LED care funcționează intermitent. „Ce poate fi atunci?” se vor întreba unii amatori în electronică.

Acum, în căutarea de cadouri pentru cei dragi, nu vom începe întotdeauna cu o instalație HiFi completă. Ceva mic, de construcție proprie este cât se poate de potrivit. Lumina intermitentă inteligentă este un astfel de cadou.

Lumina intermitentă este produsă de un montaj de comandă pentru 5 LED-uri, dar se pot introduce și 10 LED-uri. Pentru aceasta este, desigur, necesară o altă programare. Intrarea reset în acest caz este legată la o altă ieșire a lui IC2 sau se renunță la ea; de asemenea crește și numărul de etaje de ieșire constând din: un tranzistor, o rezistență și un LED. Ce poate face însă lumina intermitentă?

În „montajul de bază” LED-urile luminează succesiv. Viteza acestei succesiuni se reglează cu P1. Cu ajutorul câtorva artificii sunt posibile însă și alte moduri de funcționare. Montajul de bază se pretează de exemplu foarte bine la o instalație de iluminat străzile într-o machetă miniaturală.

Se obține o scală termometrică prin adăugarea unei diode în fiecare etaj de ieșire. La baza lui T1 se conectează catodul, iar la emitorul lui T2 anodul unei diode. Apoi din nou catodul unei a doua diode la baza lui T2,



ș.a.m.d. (vezi A).

Pentru construcția unei lumini „alternante" sunt de asemenea necesare câteva diode. Catodul primei diode se găsește din nou la baza lui T1, anodul aceleiași diode la pinul 3 al lui IC3. Catozii celei de a doua și a treia diode se leagă la pinul 2 al lui IC2, iar cel al celei de a treia diode la pinul 6 al lui IC2. La fel se procedează cu ambele diode de la baza lui T3 și cu cele două de la baza lui T4. Anozii celor două diode ale lui T3 se leagă la pinii 4 și 5 ai lui IC2, iar cei ai diodelor lui T4 se leagă la pinii 7 și 1 ai lui IC2. În sfârșit, baza lui T5 se leagă printr-o diodă la pinul 10 al lui IC2 (vezi B).

Diodele pot fi conectate și la alți pini ai lui IC2. Important este să se lege mereu intrarea reset cu următoarea ieșire liberă. În acest montaj este necesar ca și intrarea reset să fie legată cu pinul 9. Acest montaj poate fi combinat și cu montajul scală termometrică (diodele între baza unui tranzistor și emitorul următorului). Atunci rezultă cu siguranță cel mai original model de lumini.

Încă o informație despre funcționarea montajului. Amplificatorul operațional IC1 este conectat aici ca generator de semnale dreptunghiulare. C1 este încărcat și descărcat continuu. Cu P1 se reglează acest ciclu (frecvența generatorului = frecvența de tact pentru IC2). Ieșirile lui IC1 comută succesiv ritmul frecvenței de tact pe nivelul „1" (aproximativ egal cu tensiunea de alimentare). Prin aceasta, tranzistorul respectiv conduce, iar LED-ul luminează. Dacă, în sfârșit, ieșirea Q5 este „1" logic, atunci acest semnal ajunge la intrarea reset a lui IC2. Imediat circuitul integrat reia procesul de la capăt și LED-ul D1 se aprinde.

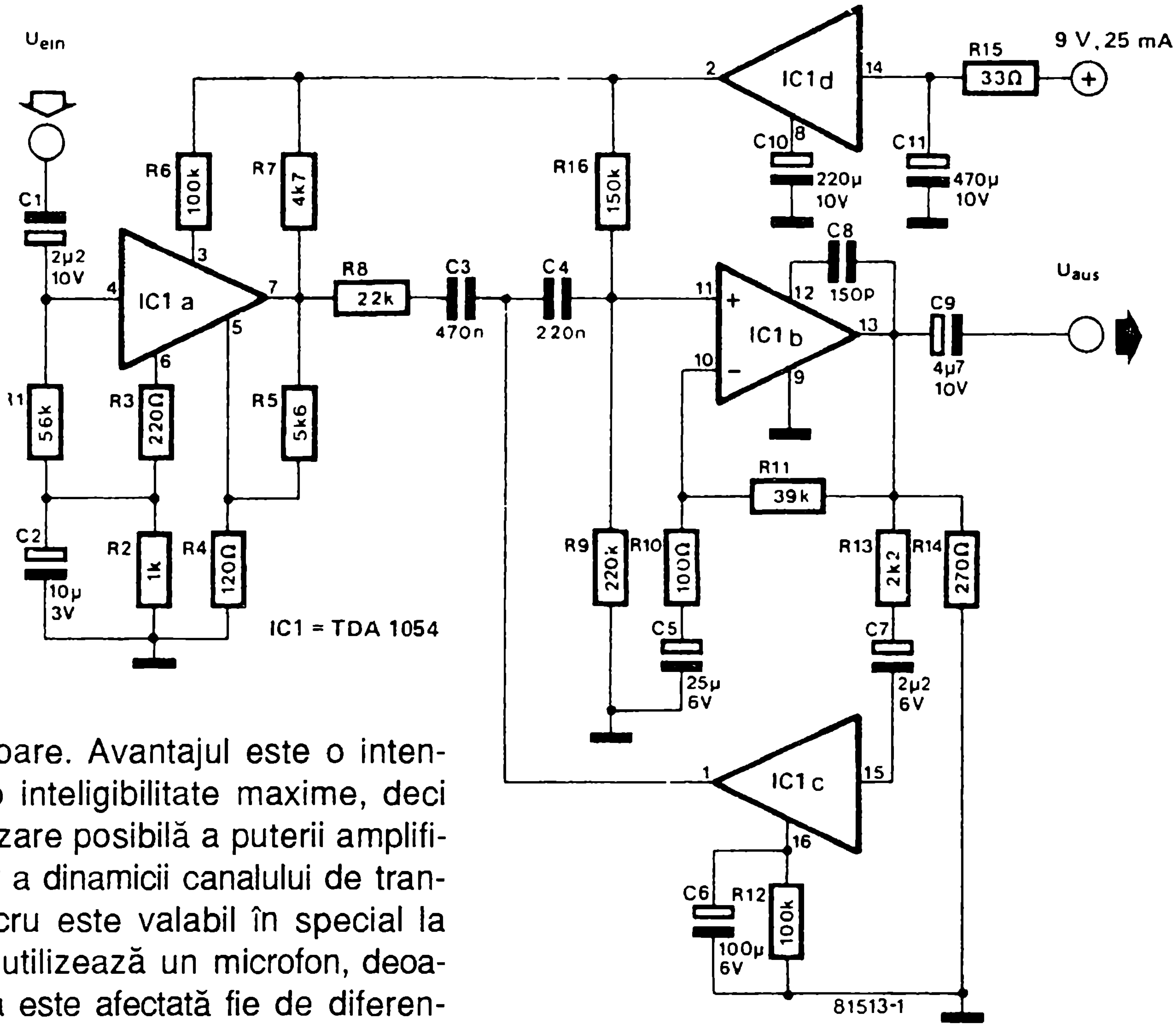
Rezistențele R5 ... R9 limitează curentul prin LED-uri. La o tensiune de alimentare de 5 V, prin LED circulă circa 8 mA. Prin varierea acestei rezistențe se poate influența intensitatea de iluminare a LED-ului; trebuie totuși să fim atenți să nu depășim 30 mA.

Tensiunea de alimentare a montajului poate fi cuprinsă între 5 și 15 V. La tensiuni de peste 8 V putem utiliza circuitul integrat 741 în locul circuitului 3130 (IC1). La tensiuni mai mici trebuie însă utilizat neapărat 3130 sau 3140.

(F. Tegelaar)

270 *Compresor dinamic miniatură*

Compresoarele dinamice își găsesc utilizarea oriunde se cere un nivel de ieșire pe cât posibil mai constant. Un exemplu ar fi comanda unui casetofon cu înregistrare. De asemenea și emițătoarele de amatori, instalațiile disco, instalațiile de interfon etc. sunt adeseori înzes-



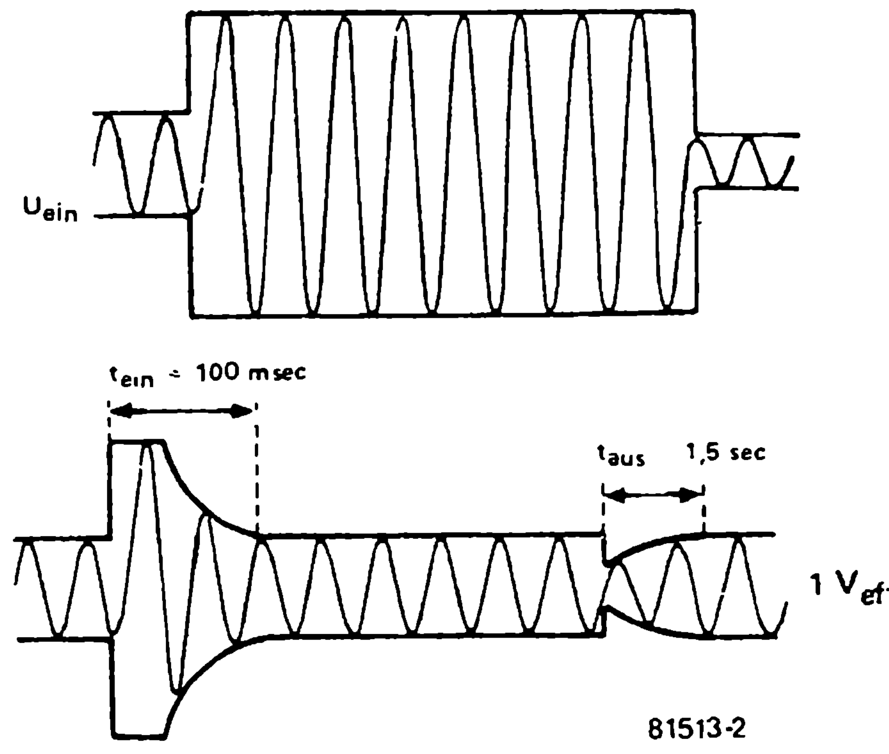
trate cu compresoare. Avantajul este o intensitate sonoră și o inteligibilitate maxime, deci cea mai bună utilizare posibilă a puterii amplificatorului, respectiv a dinamicii canalului de transmitere. Acest lucru este valabil în special la acele aplicații ce utilizează un microfon, deoarece inteligibilitatea este afectată fie de diferențele de intensitate în vorbire, fie de variația distanței față de microfon.

Montajul utilizează circuitul integrat preamplificator de JF TDA 1054 produs de SGS-ATES. Acest circuit integrat conține în total patru amplificatoare distincte. IC1a este un etaj de preamplificare având un factor de amplificare 50 (1 + R5/R4). Amplificatorul operațional IC1b este de asemenea conectat ca amplificator; amplificarea sa este de 400 (1 + R11/R10). IC1d are rolul de a atenua suplimentar ondulațiile tensiunii de alimentare. IC1d conține etajul compresor propriu-zis.

Un compresor bun se caracterizează printr-o variație liniară a atenuării; nu este suficientă simpla aplatizare a vârfurilor semnalului. Aceasta înseamnă că atenuarea trebuie să depindă de amplitudinea maximă primită la o intrare. Amplitudinea semnalului de ieșire este măsurată continuu. Imediat ce ea depășește o valoare de 1 V_{ef}, intră în acțiune atenuatorul comandat în curent prin C7 și R13. Atenuarea se realizează cu un divizor de tensiune care constă din R8 și dintr-o rezistență variabilă între pinul 1 al circuitului integrat și masă. Condensatoarele C3, C4 și C6 servesc exclusiv pentru decuplarea tensiunii continue și nu au nici o influență asupra tensiunii semnalului alternativ.

Semnalul la intrarea amplificatorului operațional IC1b este menținut constant în mare măsură prin această reglare realizată cu ajutorul lui IC1c. C7 asigură circuitului de reglare inerția necesară, respectiv constanta de reglare. C7 determină desigur doar perioada unei singure oscilații; perioada de amortizare este stabilită prin C6 și R12, independent de

2



aceasta. Pentru a se evita zgomotul de reglare, această perioadă de amortizare trebuie să fie cu mult mai lungă decât timpul de răspuns. Pentru muzica clasică se alege o perioadă de amortizare de până la câteva secunde, în timp ce pentru vorbire se alege o perioadă de amortizare de mai puțin de o secundă.

Fig. 2 prezintă schematic funcționarea montajului. Timpii de reglare dați sunt valabili pentru dimensionarea din fig. 1, timpi mai mari se obțin prin modificarea valorilor lui C6 și C7.

Sensibilitatea la intrare a compresorului a fost aleasă suficient de mare pentru a se putea conecta și microfoane cu impedanță de intrare de circa 50 k. Semnalele cu un nivel mai ridicat pot fi conectate direct la R8, circuitul de intrare al montajului nemaifiind utilizat. Montajul poate funcționa și cu o tensiune de alimentare de 12 V, dar nu trebuie să uităm că nu trebuie depășită tensiunea admisibilă a condensatoarelor electrolitice (se utilizează condensatoare electrolitice de 16 V).

271 *Convertor simplu de tensiune 6/12 V*

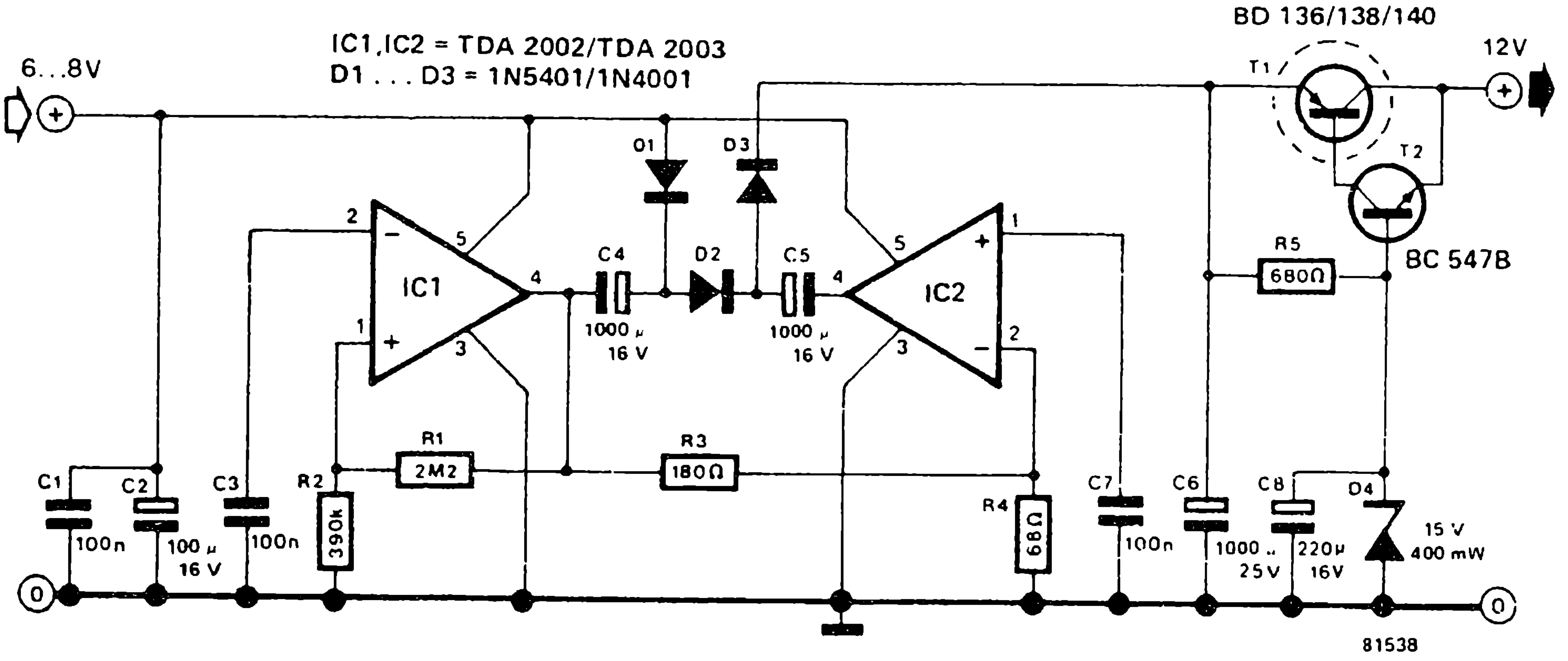
Este uimitor cât de multe autoturisme „gândac" VW cu instalație de bord pe 6 V sunt încă în circulație în Germania, Austria și Elveția. Ele sunt de cele mai multe ori în posesia tinerilor, între care sunt, cu siguranță, mulți cititori ai publicațiilor Elektor.

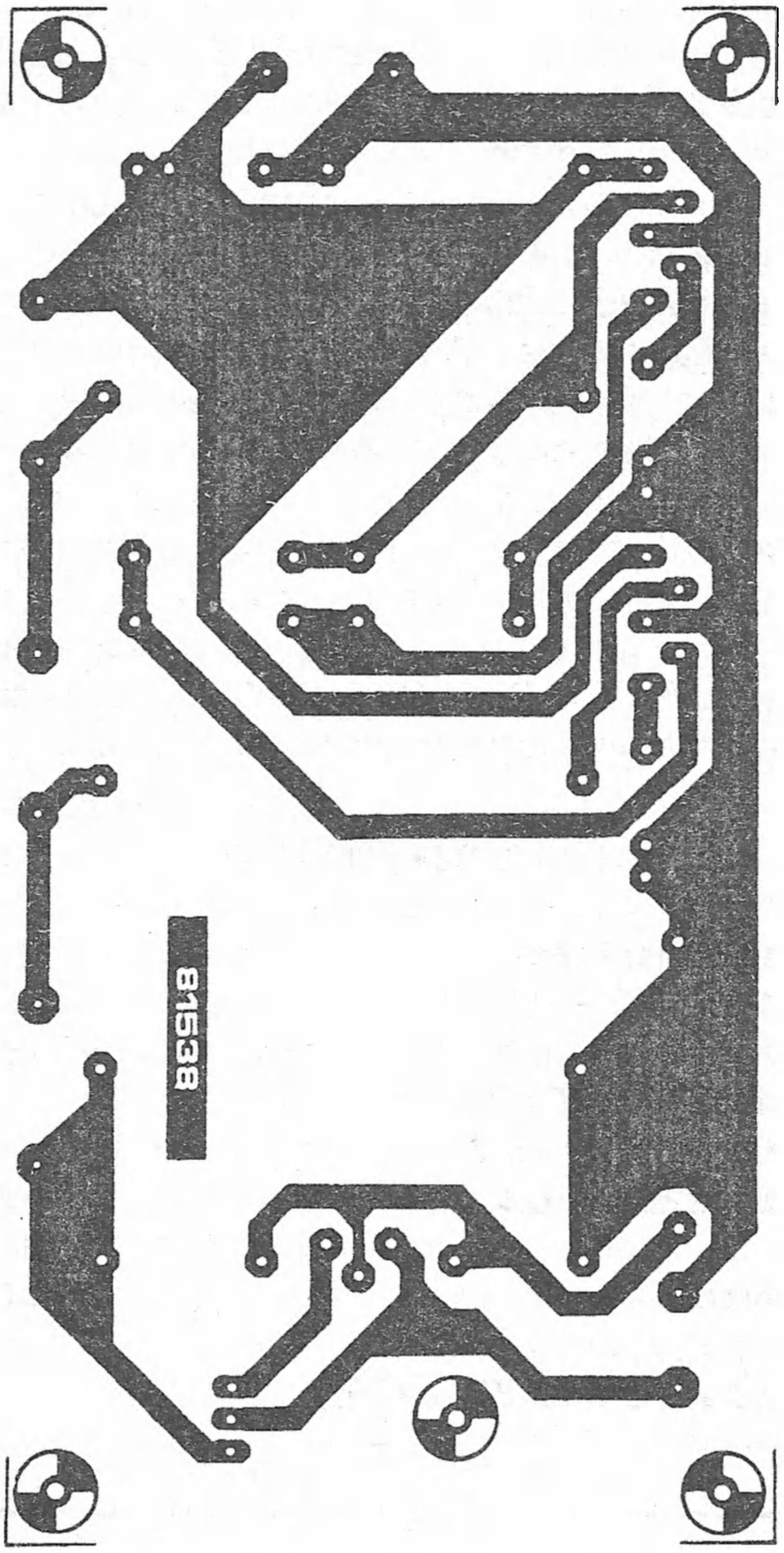
La asemenea autoturisme este întotdeauna o problemă instalarea unui aparat de radio auto modern, deoarece acesta pretinde o tensiune de minimum 10,7 V.

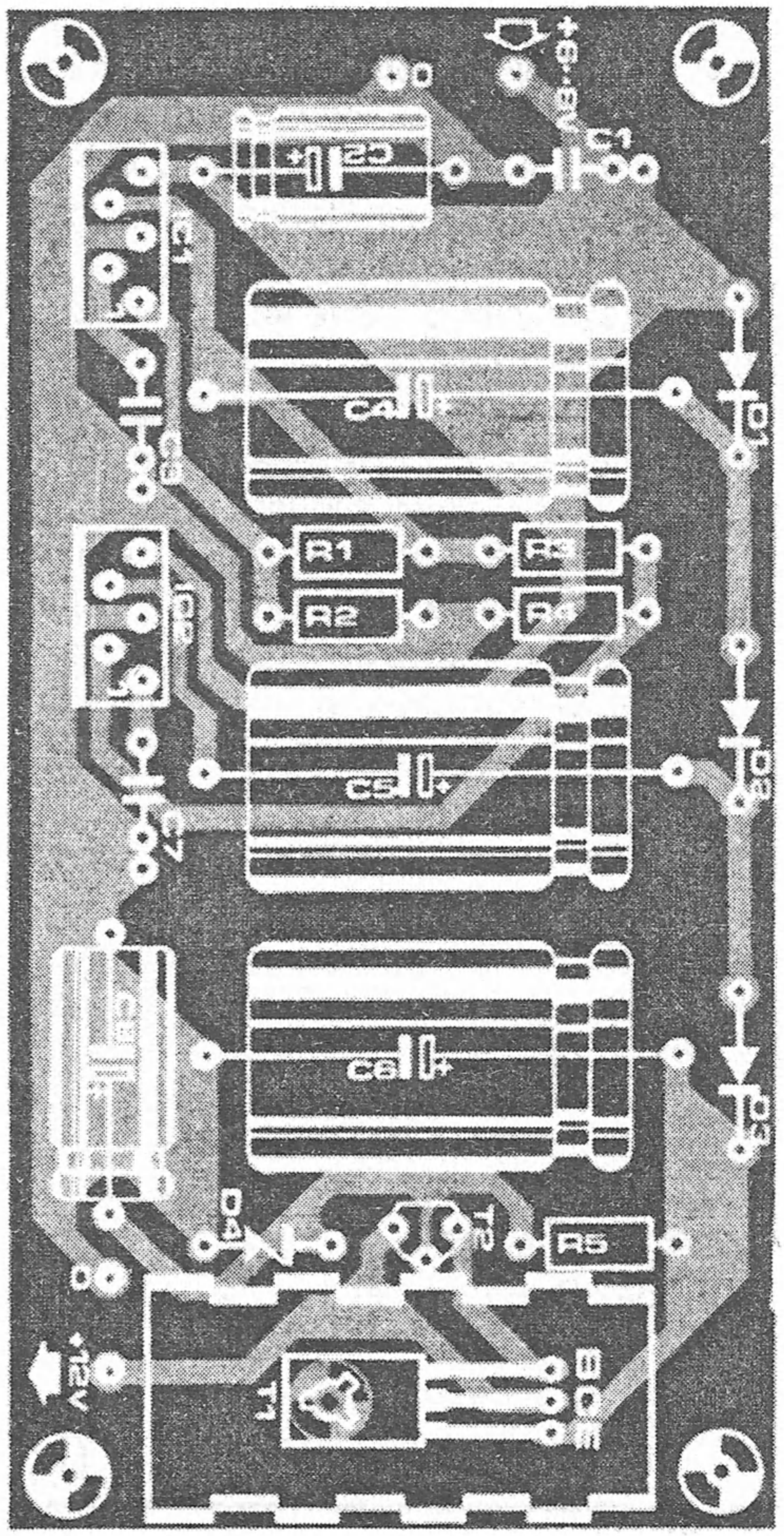
Plecând de la un montaj aplicativ al firmei SGS-ATES, a fost conceput un convertor simplu de tensiune care satisface pretențiile și al cărui cost este într-un raport rațional cu prețul unui VW și al unui aparat de radio modern.

Aceste două însușiri, simplu și ieftin, rezultă din concepția montajului, care conține două amplificatoare de putere JF integrate și care nu necesită transformator. Primul amplificator IC1 lucrează ca multivibrator astabil de putere. Condensatorul C3 determină frecvența de oscilație, care la mersul în gol este de circa 4 kHz, iar în sarcină urcă până la 6 kHz. Semnalul de ieșire al celui de al doilea amplificator (IC2) este identic cu cel al oscilatorului, dar este în antifază cu el.

Dacă ieșirea lui IC1 se găsește la un potențial redus (tensiunea de saturație a tranzistorului de ieșire legat la masă), atunci condensatorul C4 se încarcă prin D1 până la valoarea tensiunii de alimentare (minus căderea de tensiune pe D1). Dacă multivibratorul astabil IC1 basculează, atunci ieșirea sa capătă un potențial pozitiv. Prin aceasta, tensiunea de ieșire a lui IC1 (aproximativ Ub) se adună la tensiunea de pe C4 (de asemenea, aproximativ egală cu Ub), astfel încât dioda D1 se blochează și condensatorul C5 se încarcă prin D2 la aproxi-







mativ dublul tensiunii de alimentare. Datorită comenzii în antifază a lui IC2, polul minus al lui C5 este legat la masă, în acest moment, prin ieșirea lui IC2. Cu următoarea basculare a multivibratorului astabil, ieșirea lui IC1 revine în starea inițială la un potențial jos; ieșirea lui IC2, dimpotrivă, revine la potențialul pozitiv. Prin aceasta, pe de o parte C4 este încărcat, iar concomitent tensiunea pe C5 este ridicată cu valoarea tensiunii de ieșire pozitive a lui IC2. Condensatorul C5 își cedează acum tensiunea, prin dioda D3, condensatorului electrolitic de la ieșire, C6. Ca efect final, montajul realizează teoretic o triplare a tensiunii; în practică, pe C6 se obține o tensiune mai redusă care depinde în mare măsură de sarcină. Măsurătorile noastre au arătat că, la tensiunea nominală de 7,2 V a unui acumulator cu plumb de 6 V, tensiunea pe C6 la sarcină nulă este de 18 V, iar la un curent de sarcină de 750 mA, tensiunea pe C6 scade la 12 V. În cazul unei încărcări medii de 400 mA, tensiunea pe C6 este de circa 14 V. Aceste valori sunt suficiente pentru alimentarea unui aparat auto mono - standard. Măsurătorile efectuate pe mai multe asemenea receptoare de proveniențe diferite nu au dat în nici un caz mai mult de 500 mA; la o intensitate sonoră medie, valoarea de 300 mA este rareori depășită.

Pentru a se împiedica o creștere inadmisibilă a tensiunii de alimentare la sarcină redusă, după convertorul de tensiune au fost conectate un etaj de limitare cu o diodă Zener și un montaj complementar Darlington cu T1 și T2. Acest etaj

limitează tensiunea maximă de ieșire la circa 14,2 V. Concomitent, condensatorul C8 în legătură cu etajul Darlington reduce ondulația tensiunii de ieșire la mai puțin de 50 mV la încărcare completă. De aceea, la încercările noastre practice, frecvența de oscilație a convertorului nu a avut nici o influență perturbatoare asupra recepției radio.

Construcția montajului nu ridică nici un fel de probleme, așa cum se poate deduce din cablajul de dimensiuni reduse prezentat în figură. Cele două amplificatoare integrate și tranzistorul T1 trebuie răcite suficient; cel mai bine este să se monteze circuitele integrate pe un radiator comun așezat în lungul plăcii. Tranzistorul se montează pe un mic radiator separat. Cele două amplificatoare integrate dispun de circuite de protecție atât contra scurtcircuitului cât și a suprasarcinii, astfel că nu trebuie să ne temem în cazul supraîncărcării sau al supraîncălzirii. Sunt utilizabile atât circuite integrate de tipul TDA 2002, cât și de tipul 2003; la prețuri apropiate, TDA 2003 are câteva îmbunătățiri față de TDA 2002. Același lucru este valabil și pentru diode. Aici se pretează cel mai bine diodele de 3 A 1N5401, datorită pierderilor de tensiune mai mici. La utilizarea diodelor 1N4001 trebuie luată în considerare o micșorare a tensiunii la ieșire cu circa 0,5 până la 1 V.

Dacă se măresc valorile condensatoarelor electrolitice C4, C5 și C6 la 2000 μF, atunci curentul maxim la ieșire crește cu circa 100 mA.

Lista de componente

Rezistențe
R1 = 2M2
R2 = 390 k
R3 = 180 Ω
R4 = 68 Ω
R5 = 680 Ω

Semiconductoare
T1 = BD 136/138/140
T2 = BC 547 B
D1, D2, D3 = 1N5401 / 1N4001
D4 = Zener 15 V / 400 mW
IC1, IC2 = TDA 2002 / TDA 2003

Condensatoare
C1, C3, C7 = 100 n
C2 = 100 μ / 16 V
C4, C5 = 1000 μ / 16 V
C6 = 1000 μ / 25 V
C8 = 220 μ / 16 V

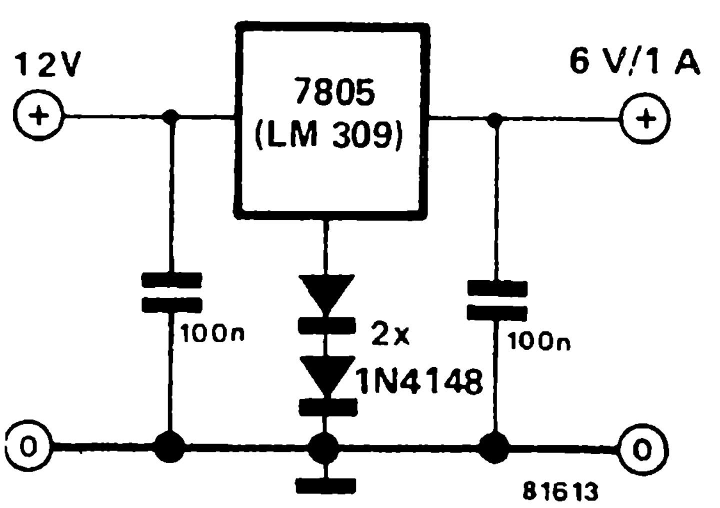
Diverse
Radiator pentru T1
Radiator pentru IC1 + IC2

272 *Convertor de tensiune 12/6 V*

După ce s-a descris în alt montaj cum se pot obține 12 V, pentru un aparat de radio auto, de la o rețea de bord de 6 V, nu trebuie uitat cazul invers, al trecerii de la 12 V la 6 V. Cea mai frecventă utilizare pentru un astfel de adaptor este utilizarea în mașină a unui casetofon portabil. Cea mai simplă rezolvare a problemei este utilizarea unui stabilizator de tensiune integrat de 5 V a cărui tensiune de ieșire este ridicată la 6,5 V prin două diode. La o singură diodă tensiunea de ieșire ar fi fost de circa 6 V. Se poate utiliza desigur și un stabilizator de tensiune de tipul 7806 (fără diode) care însă este mai scump.

Radiocasetofoanele au adeseori o tensiune de alimentare de 7,5 V. În acest caz, se conectează 3, 4 diode la piciorul din mijloc al lui 7805, atunci când nu este disponibil un 7808.

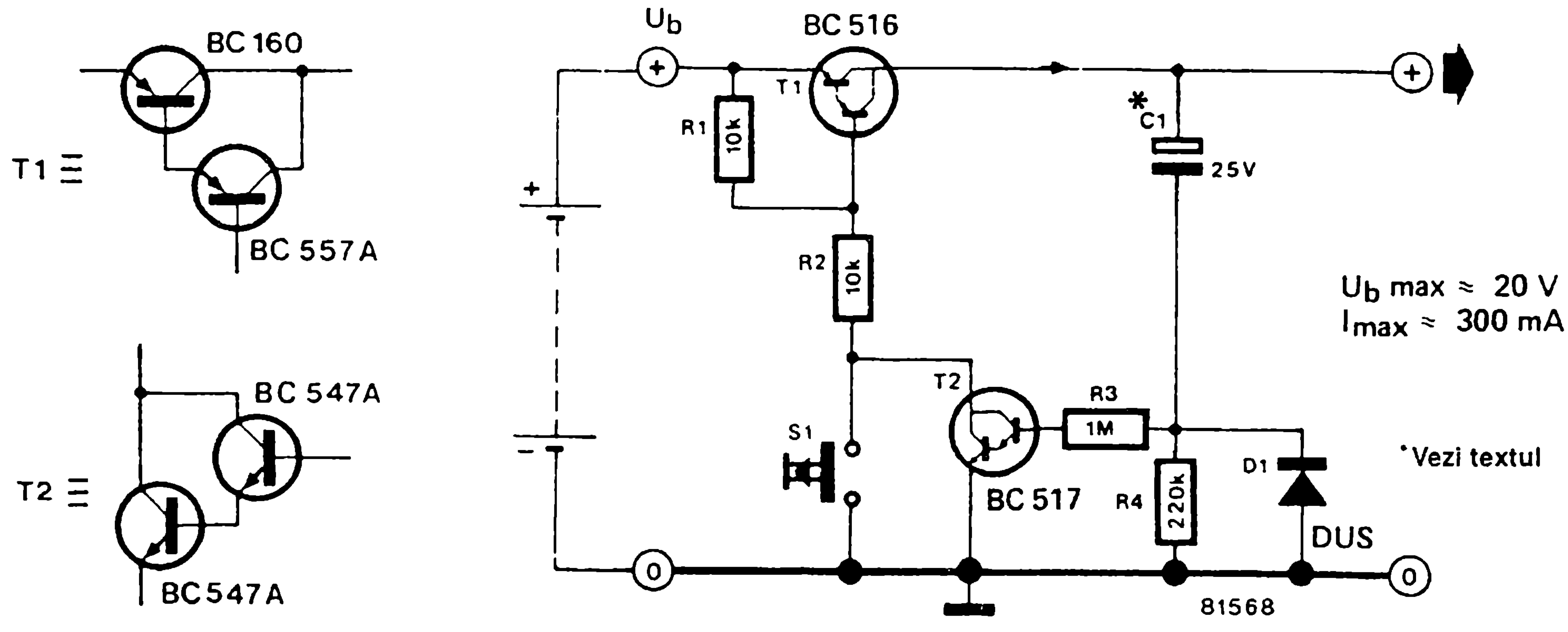
Curentul maxim la ieșire este de 1 A la toate stabilizatoarele de tensiune date mai sus. Pentru o răcire suficientă, radiatorul nu trebuie să fie prea mic.



273 Montaj pentru economisire baterii

Acest montaj se pretează a fi folosit la aparatele cu baterii, care în mod normal sunt conectate doar pentru scurt timp. Este vorba de aparate cu o putere absorbită relativ mare, astfel încât uitarea în poziție conectată se soldează nemijlocit cu epuizarea bateriilor. Frica de o asemenea întâmplare neplăcută aparține acum trecutului. Un mic montaj între baterie și aparat limitează automat durata de conectare. Acest montaj este pus în funcțiune cu butonul S1. Atunci când S1 este închis, curentul bazei lui T1 poate trece prin R2, deoarece acesta conduce. Curentul de alimentare circulă aproape nestingherit prin T1 spre aparatul conectat. Concomitent începe încărcarea condensatorului C1 care, împreună cu R4, determină durata de conectare a aparatului. Curentul de încărcare determină o cădere de tensiune pe R4. Atâta timp cât această tensiune este suficient de mare, tranzistorul T2 conduce, iar T1 rămâne în stare de conducție și după eliberarea lui S1. Imediat ce condensatorul este suficient de descărcat, tensiunea pe R4 coboară sub 1,2 V, tranzistorul T2 se blochează și implicit și T1, care întrerupe alimentarea aparatului. Deoarece ambele tranzistoare se blochează acum, montajul de economisire baterii abia dacă mai absoarbe curent; mai rămâne curentul rezidual prin cele două tranzistoare, curent care este de ordinul câtorva nanoamperi.

Condensatorul C1 se poate descărca foarte rapid prin D1 și prin aparatul conectat, astfel încât montajul poate fi reconectat cu S1, după deconectarea automată. Durata de conectare poate fi stabilită după dorință prin valoarea lui C1; ea este de circa o jumătate de secundă pentru fiecare µF al condensatorului electrolitic, în situația unei tensiuni de 9 V a bateriilor. Pentru 1 minut ar fi de exemplu suficient un condensator de 100 µ. La tensiuni mai mici ale bateriei, capacitatea necesară a condensatorului este mai mare (0,3 s/µF la U_B = 4,5 V), iar la tensiuni mai mari – invers. Din cauza toleranțelor mari ale condensatoarelor electrolitice, în practică, durata de conectare trebuie calculată empiric, iar valoarea de 0,5 s/µF poate servi ca punct de plecare pentru toate tensiunile uzuale ale aparatelor alimentate cu baterii.



274 Generator de tact

Ceasurile digitale, ca de exemplu deșteptătoarele radio, posedă două butoane diferite pentru reglarea precisă a timpului. La apăsarea unuia, un oscilator produce o frecvență de tact ridicată care permite o selectare rapidă a orelor și minutelor. Un al doilea buton realizează reglajul fin cu ajutorul unui oscilator cu o frecvență mult mai mică. Montajul descris aici de-

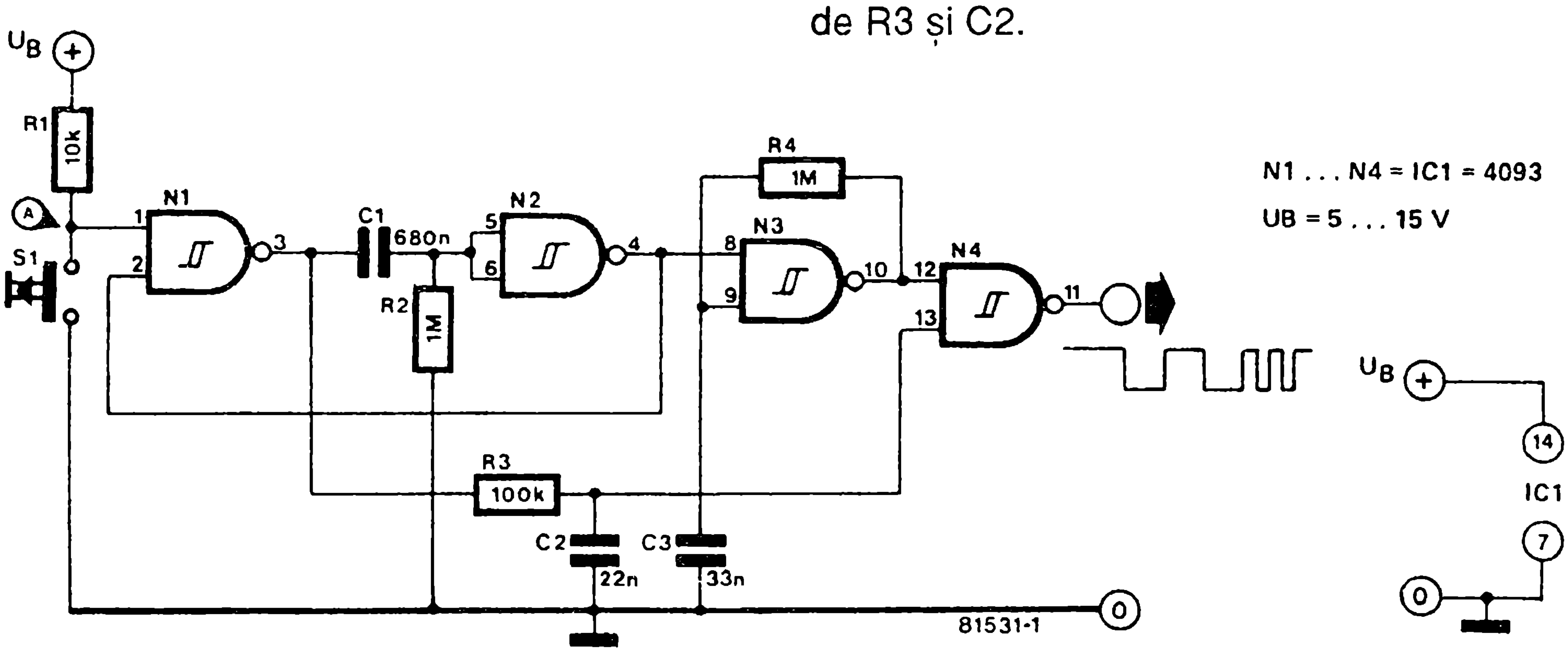
monstrează că un ceas digital poate fi reglat precis chiar și numai cu un singur buton. Oscilatorul construit cu triggerul Schmitt 4093 produce, la alegere, impulsuri individuale sau o frecvență de tact fixă.

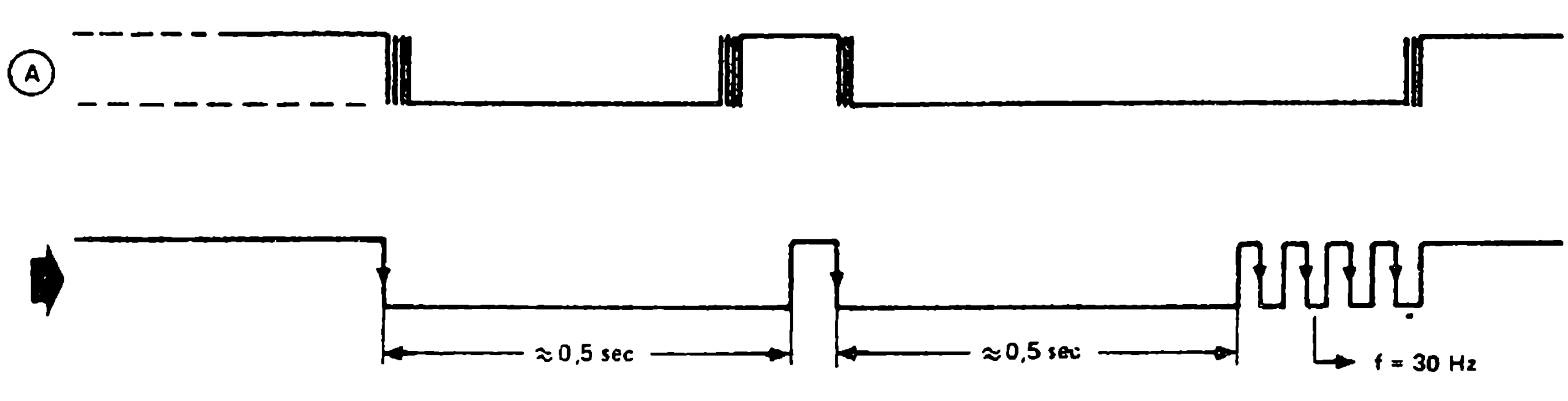
Dacă durata apăsării este mai scurtă de 0,5 secunde, atunci la ieșire ia naștere un impuls corespunzător duratei timpului de apăsare. Dacă butonul este apăsat un timp mai îndelungat, atunci, după 0,5 secunde. la ieșirea oscilatorului apare o frecvență de tact de 30 Hz.

Aceasta se explică astfel: atunci când butonul nu este apăsat, oscilatorul construit cu N3 oscilează cu o frecvență de circa 30 Hz. Deoarece ieșirea lui N1 este totuși în starea „0" logic și prin urmare și pinul 13 al lui N4, ieșirea va fi continuu în starea „1". Dacă se apasă S1, atunci multivibratorul monostabil (N1 și N2) pornește; ieșirea lui N2 devine „0" pentru o jumătate de secundă, iar N3 nu oscilează în acest timp. Ieșirea lui N1 devine „1" logic; cele două intrări ale lui N4 sunt „1" logic, iar ieșirea devine „0".

Dacă, după scurgerea timpului condiționat de multivibratorul monostabil, S1 mai este apăsat, atunci ieșirea lui N1 rămâne „1" logic în timp ce N3 începe să oscileze.

Deoarece pinul 13 al lui N4 încă este în starea „1", la ieșire apare frecvența de tact. Dacă S1 ar fi fost eliberat după scurgerea unei jumătăți de secundă, atunci la pinul 13 ar apărea iarăși starea „0"; prin aceasta oscilațiile lui N3 se inserează din nou. Aceasta are din nou ca urmare starea „1" logic la ieșire. În fig. 2 sunt reprezentate formele semnalelor. Liniuțele verticale din partea A reprezintă vibrațiile contactului prin S1, vibrații care sunt atenuate de R3 și C2.





275 *Indicator de tensiune*

În fig. 1 este reprezentat un oscilator în montaj standard care produce semnale dreptunghiulare, adică un trigger Schmitt cu reacție inversă și histerezis, al cărui raport impuls/pauză poate fi variat prin tensiuni diferite de încărcare și descărcare pe C1.

La oscilatorul descris aici, C1 primește curentul de încărcare și descărcare prin R6 și R7. Deoarece tensiunea de ieșire la amplificatorul operațional variază alternativ între plusul și mi-

nusul tensiunii de alimentare, timpii de încărcare și de descărcare sunt egali; oscilatorul furnizează o tensiune dreptunghiulară simetrică. Dacă pe R5 se conectează suplimentar o tensiune pozitivă externă, atunci curentul produs de aceasta se adună prin R6 la curentul de încărcare și se scade din curentul de descărcare. La o tensiune negativă de intrare procesul se inversează.

Tensiuni de ±50 mV sunt suficiente pentru a se varia raportul impuls/pauză de la 0 la 100%, ceea ce se poate observa prin cele două diode luminescente care se aprind alternativ la ieșirea circuitului integrat.

Montajul poate fi utilizat oriunde trebuie supravegheată apariția unor tensiuni mici.

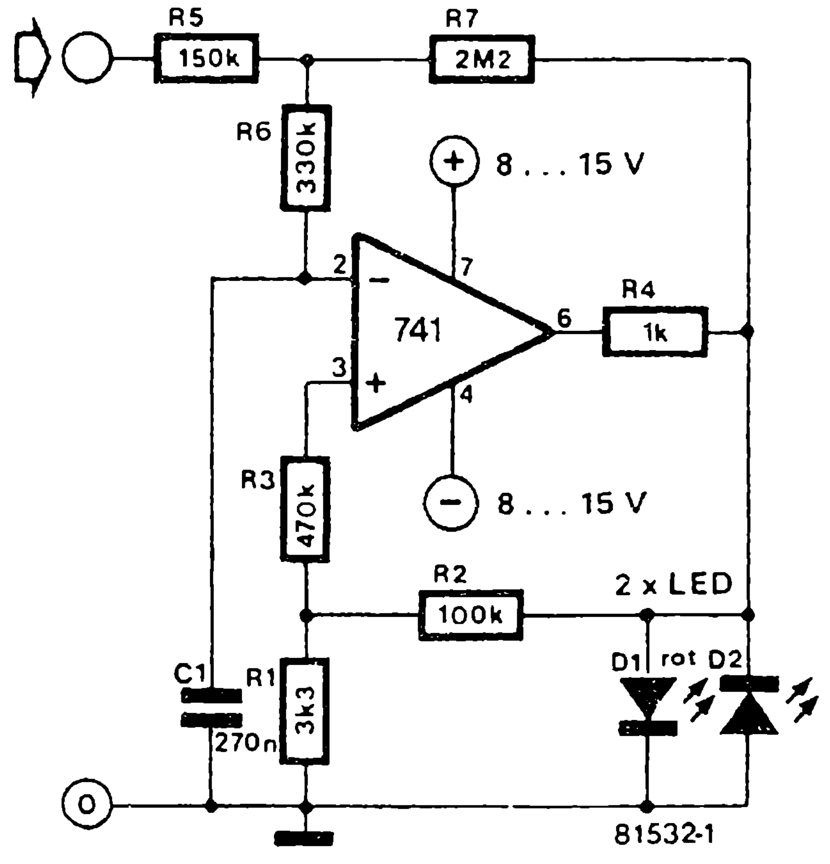
În fig. 2 sunt reprezentate, funcție de timp, tensiunile pe condensator și la ieșirea amplificatorului operațional. Dacă tensiunea pe C1 atinge valoarea pragului trigger pozitiv U_{T+}, atunci tensiunea la ieșire sare de la +Ub la −Ub. Abia atunci când C1 este descărcat într-o asemenea măsură încât tensiunea atinge valoarea pragului trigger pozitiv, se reinstalează situația inițială.

Fig. 2.2 arată că la o tensiune mai mică descărcarea durează mai mult până când este atinsă U_{T-}: tensiunea de ieșire se găsește mai mult timp în domeniul negativ decât în cel pozitiv.

Sensibilitatea montajului este de 50 mV la dimensionarea dată. La tensiuni de intrare de peste +50 mV și sub −50 mV, oscilatorul se deconectează, LED-urile nu mai clipesc alternativ; în funcție de semnul tensiunii, unul din LED-uri luminează continuu.

Sensibilitatea montajului este determinată

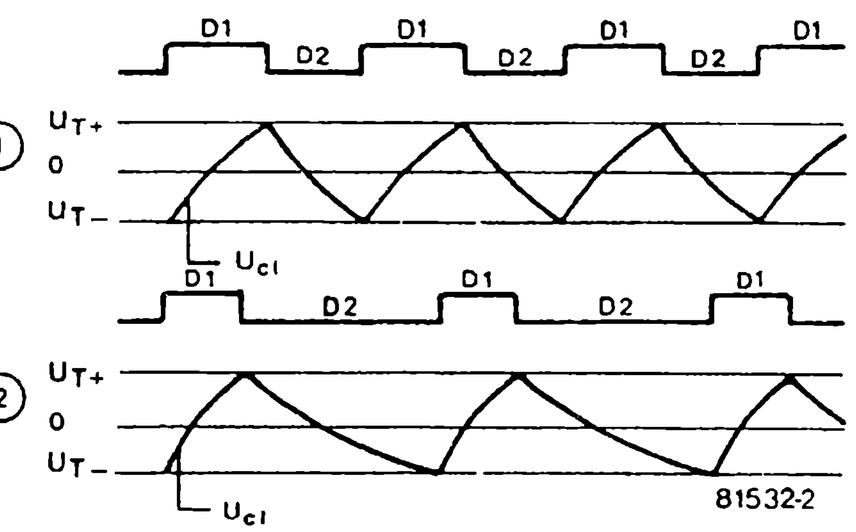
1



de valoarea lui R7; o valoare mai mare mărește și sensibilitatea (R7max ≈ 3M3). La reducerea sensibilității printr-o valoare mai mică pentru R7, trebuie să mărim corespunzător valoarea lui C1.

Impedanța sursei a cărei tensiune este supravegheată cu indicatorul de tensiune poate fi de maximum 10 k. Dacă aceasta este mai mare, atunci trebuie prevăzut suplimentar un etaj buffer pentru acordul impedanțelor.

2



276 *Generator digital simplu de semnale sinusoidale*

Montajele digitale care produc o tensiune sinusoidală au fost deja publicate de mai multe ori. La toate montajele de acest gen, calitatea semnalului sinusoidal depinde de complexitatea montajului. Montajul prezentat aici este realizat cu foarte puține componente, astfel încât nu poate fi vorba direct de un semnal sinusoidal. În funcție de utilizare, modul sinusoidal de evoluție a tensiunii de ieșire este satisfăcător.

Montajul constă din două părți: un oscilator construit cu porți SAU exclusiv și un divizor cu 3, construit cu două multivibratoare. Oscilatorul constă din porțile N1 și N2 SAU exclusiv. EXOR N1 lucrează ca poartă neinversoare, iar EXOR N2 ca poartă inversoare. Dacă se construiește un asemenea oscilator cu porți inversoare, atunci în locul lui N1 trebuie conectate în serie două asemenea porți. la naștere

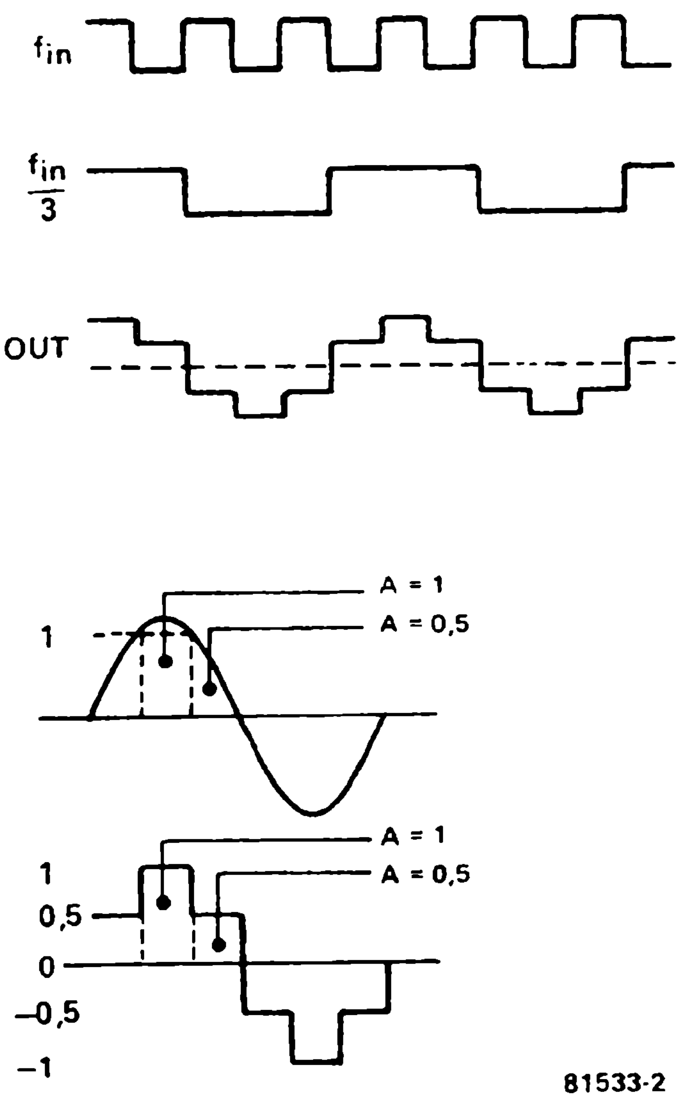
astfel cunoscutul montaj oscilator cu trei porți inversoare; prin utilizarea porților EXOR sunt suficiente doar două porți. Modul de lucru se va clarifica imediat. Dacă prin R1 la intrarea lui N1 ajunge un „0" logic, atunci și ieșirea (pin 3) este în starea „0". Condensatorul C1 este încărcat pozitiv prin R2. După depășirea pragului trigger, ieșirea lui N1 devine „1", iar condițiile la cele două porți se inversează. Cine dorește să se ocupe în mod amănunțit de acest tip de oscilator, poate găsi componente mai precise în National-Applikation AN 118 (CMOS – Databook 1978).

Divizorul cu 3 constă din două multivibratoare care divizează fiecare prin 2, deci în total prin 4. Semnalul de intrare nu ajunge totuși direct la divizor, ci prin N3, o poartă SAU exclusiv. La cea de a doua intrare a porții N3 se găsește semnalul de ieșire al lui FF2, astfel încât N3 inversează faza semnalului oscilatorului. Fără N3, ar dura încă o perioadă de tact până ce multivibratorul să-și schimbe starea la ieșire. Deoarece totuși semnalul de tact este inversat, frontul pozitiv al impulsului activează din nou multivibratorul după o jumătate de perioadă. De aceea factorul de divizare este 3 și nu 4.

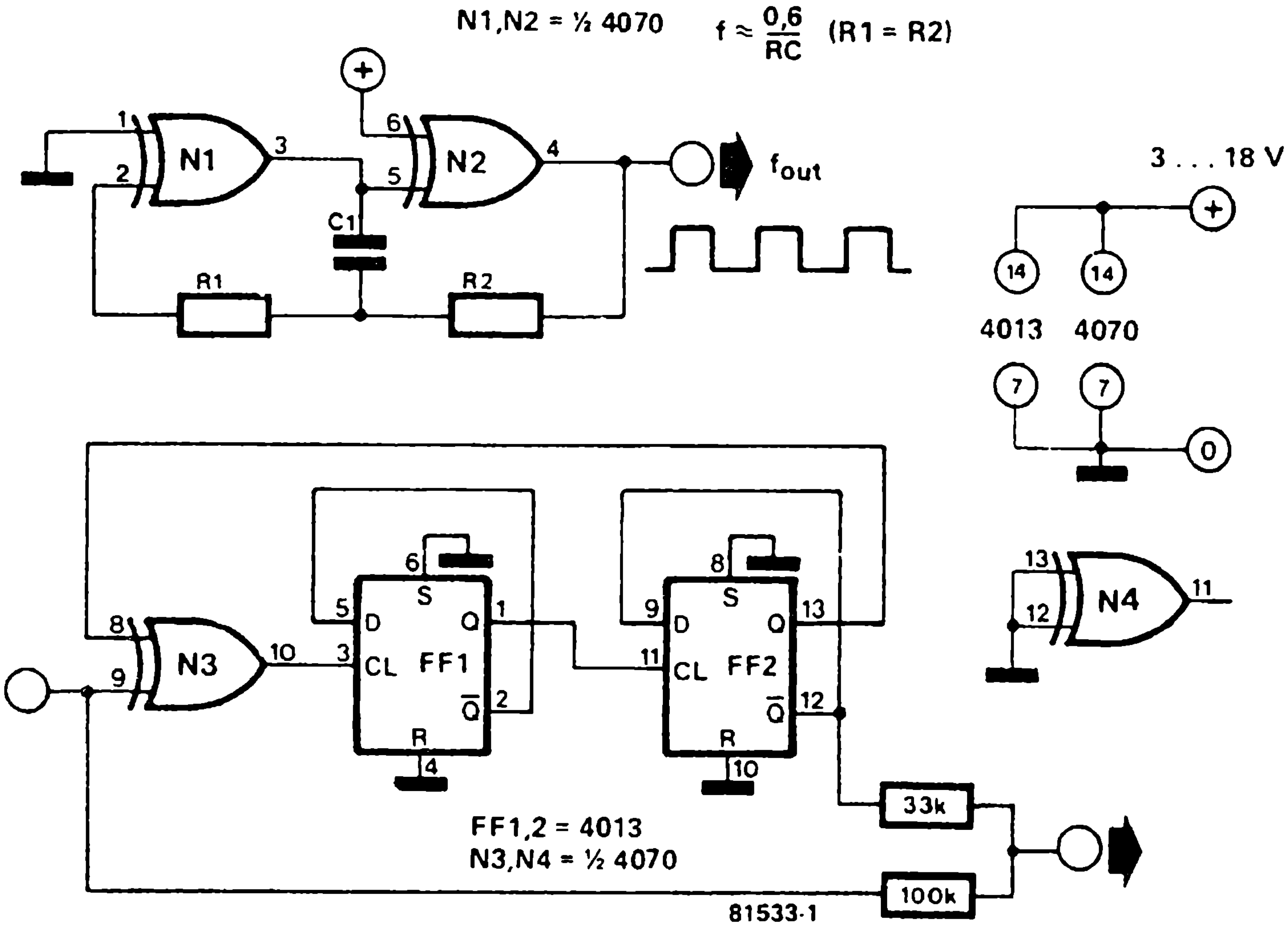
Semnalul de ieșire de formă sinusoidală ia naștere cu ajutorul a două rezistențe de sumare. Dacă intrarea și ieșirea divizorului sunt în starea „1", atunci tensiunea de ieșire ia valoarea tensiunii de alimentare. La două nivele „0" și tensiunea de ieșire este „0". În final rapoartele pot fi și „1"/„0" sau „0"/„1", astfel încât tensiunea de ieșire scade la 1/4 sau 3/4 din tensiunea de alimentare.

Aproximarea evoluției sinusoidale poate fi acum fundamentată și demonstrată matematic. Totuși exemplul este mai concret atunci când o perioadă a unei oscilații sinusoidale este privită mai îndeaproape. În fiecare semiperioadă se poate încadra un dreptunghi cu înălțimea 1. La dreapta și la stânga acestui dreptunghi rămân aproximativ câte un triunghi dreptunghic cu aceeași înălțime 1. Suprafața F a aces-

2



1



tora este egală cu jumătate din suprafața dreptunghiului. Semnalul produs de montaj are suprafețe egale.

La circuitele CMOS, intrările neutilizate nu trebuie să rămână deschise. Pentru aceasta, pinii 12 și 13 trebuie legați la masă.

277 *Indicator de vârf pentru difuzoare*

În prezent boxele de difuzoare sunt relativ insensibile la suprasarcină. Este totuși important ca intensitatea sonoră să nu crească într-o asemenea măsură încât amplificatorul să fie modulat în frecvență de vârfurile de tensiune de scurtă durată. Armonicile superioare dizarmonice, care apar în această situație, nu numai că diminuează plăcerea (deranjează auzul) audiției, ci în anumite cazuri, pot duce la defectarea sistemului de difuzoare.

Auzul este doar un mijloc condiționat de apreciere a limitelor maxime de excitare: impresiile auditive rămân subiective, iar distorsiunile de scurtă durată de multe ori nici nu sunt observate.

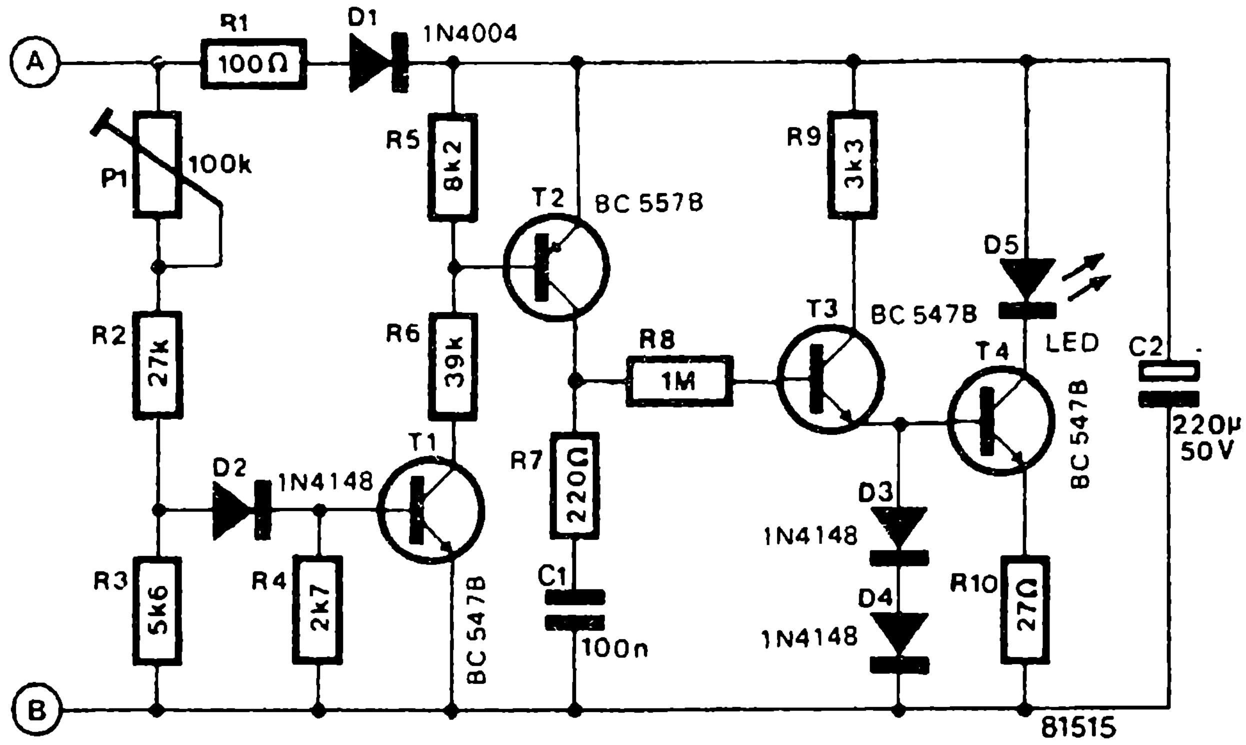
Un „indicator de vârf" optic nu intră întotdeauna în înzestrarea etajelor finale HiFi, așa încât merită să fie realizată o construcție suplimentară pentru a evita pagubele mari, posibile în cazul defectării unui difuzor. Indicatorul prezentat în fig. 1 poate fi conectat direct la conductoarele difuzoarelor și nu necesită nici o tensiune de alimentare suplimentară. Montajul reacționează deja la vârfuri de tensiune foarte scurte și dă posibilitatea stabilirii unei limite precise a excitației.

Pragul de reacție al indicatorului, care nu trebuie confundat cu un indicator de suprasarcină, poate fi reglat de la 15 până la 125 W la 8 Ω (14 ... 45 V_{ef}), respectiv 30 ... 250 W la 4 Ω. O aprindere unică, scurtă, a LED-ului semnifică faptul că încă nu este nici un pericol; la o clipire mai frecventă se recomandă reducerea intensității sonore.

Dacă amplificatorul furnizează un semnal, atunci C2 se încarcă prin R1 și D1. Alegerea unei redresări monoalternanță permite utilizarea tranzistoarelor ieftine de 45 V.

În stare de repaus, toate tranzistoarele sunt blocate, iar prin D5 nu circulă nici un curent. O parte din tensiunea de intrare, ce poate fi reglată cu P1, ajunge pe baza lui T1. Dacă tensiunea de ieșire a amplificatorului atinge valoarea critică a acestuia, atunci T1 trece în starea de conducție, iar odată cu el și T2, astfel încât C1 se încarcă foarte repede; T3 conduce și conectează sursa de curent constând din R9, R10, D3, D4 și T4. Aceasta menține la 20 mA curentul prin LED-ul care acum este aprins. Dacă tensiunea de intrare coboară din nou sub valoarea de prag reglată cu P1, atunci T1 și T2 se blochează. Deoarece C1 se descarcă acum prin R7 și R8, T3 și T4 rămân încă deschise timp de circa o secundă, iar C2 se poate descărca prin D5, T4 și R10. Aceasta oferă avantajul că și vârfuri de semnale extrem de scurte,

1



Lista de componente

Rezistențe

R1 = 100 Ω
R2 = 27 k
R3 = 5k6
R4 = 2k7
R5 = 8k2
R6 = 39 k
R7 = 220 Ω
R8 = 1 M
R9 = 3k3
R10 = 27 Ω
P1 = 100 k pot. semiregl.

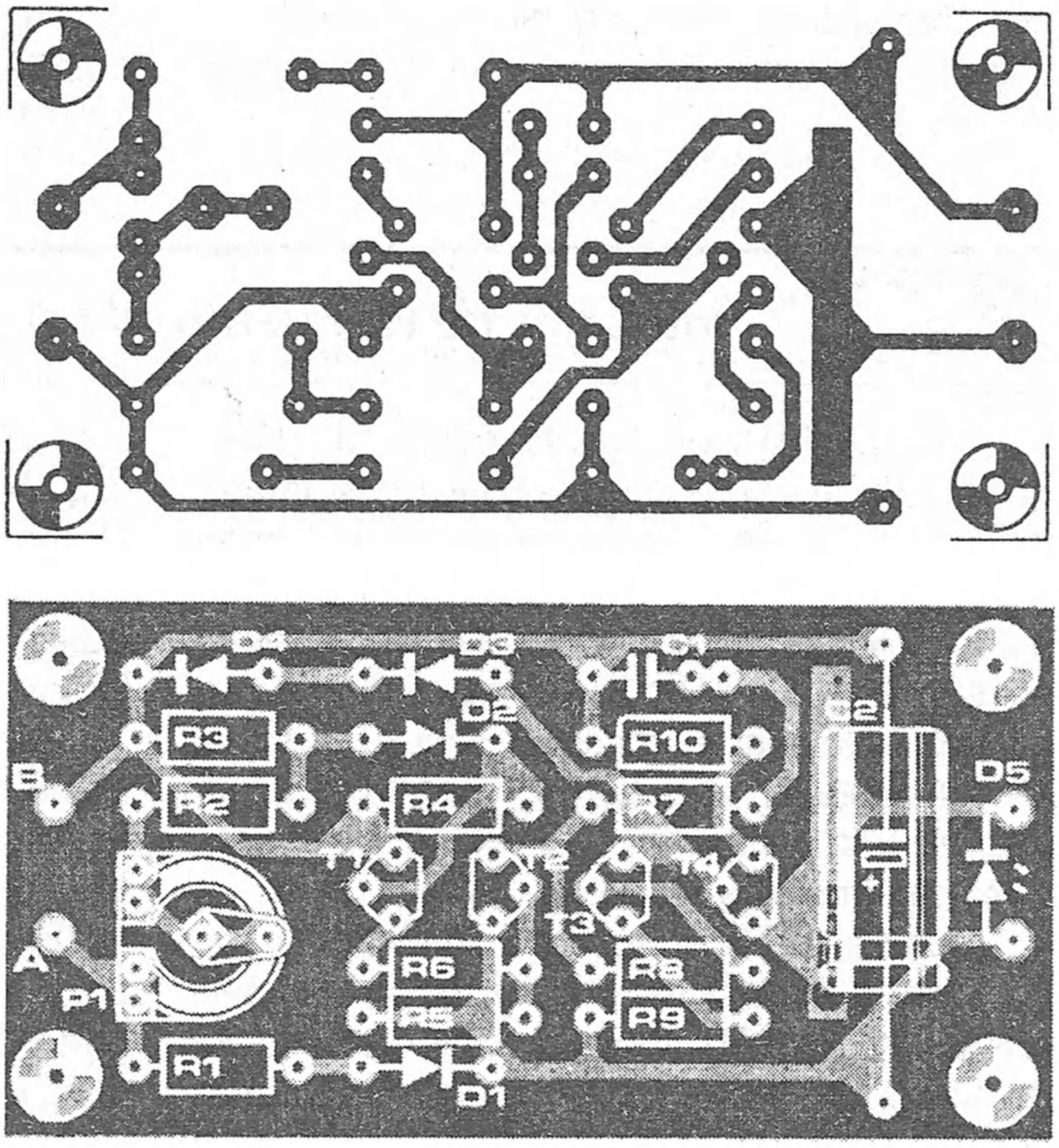
Condensatoare

C1 = 100 n
C2 = 220 μ / 50 V

Semiconductoare

D1 = 1N4004
D2, D3, D4 = 1N4148
D5 = LED
T1, T3, T4 = BC 547B
T2 = BC 557 B

2



care abia ar putea fi observate, pot fi recunoscute clar.

Fig. 2 prezintă cablajul indicatorului. Ca diodă luminescentă se utilizează cel mai bine un exemplar cu un randament bun și 3 mm în diametru.

Dacă puterea de vârf a amplificatorului este cunoscută, atunci tensiunea de vârf se poate calcula cu următoarea formulă:

$$U_{sp} = \sqrt{2 \cdot P_{sp} \cdot R_{LS}}$$

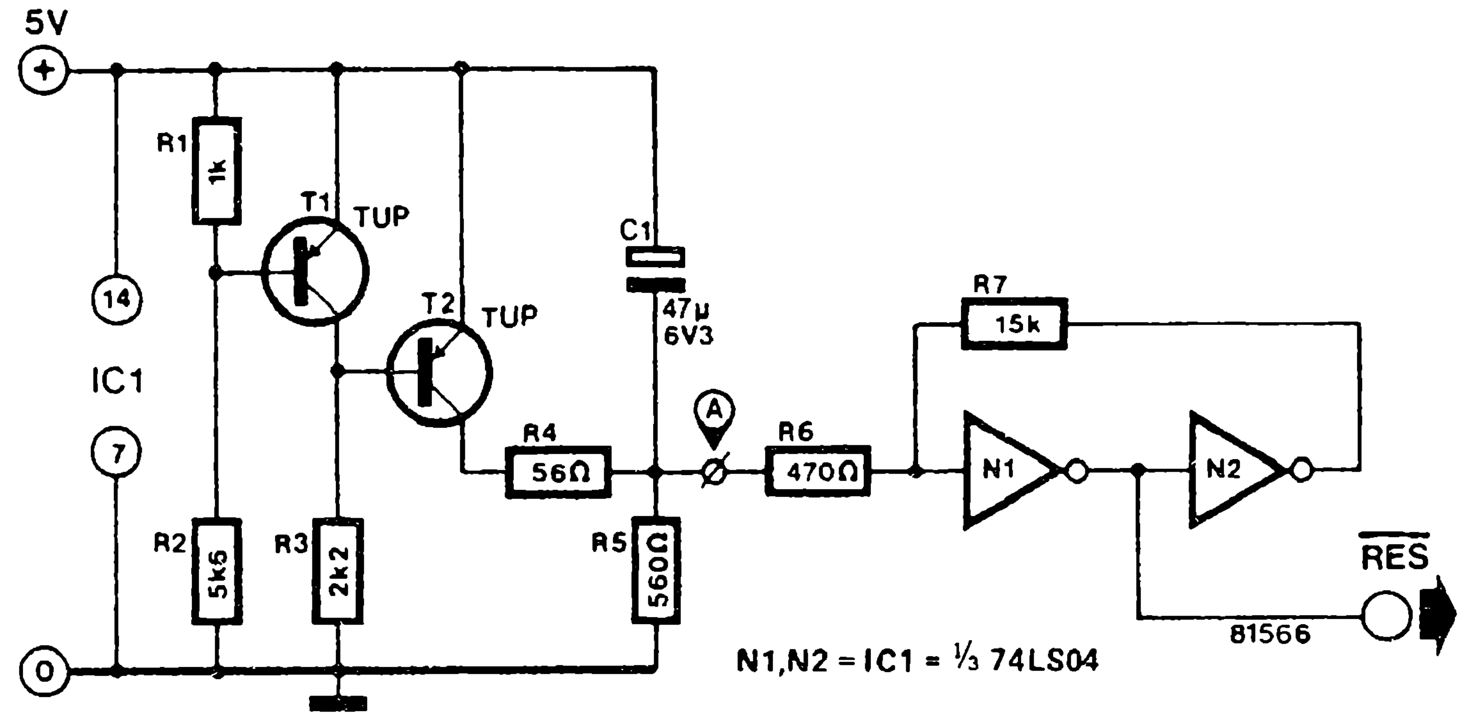
La etalonare, montajul trebuie conectat la o tensiune continuă, care corespunde valorii calculate, în așa fel încât borna pozitivă să se aplice în punctul A.

După aceasta, P1 se reglează astfel încât D5 abia începe să lumineze. Pentru a nu-l încărca pe T4 pentru prea multă vreme, ar trebui întreruptă alimentarea montajului imediat după efectuarea reglajului. Indicatorul de vârf este acum gata de lucru și poate fi legat cu firele de ieșire ale amplificatorului sau cu mufa boxei de difuzoare.

278 *Auto-reset*

După conectarea tensiunii de alimentare la montajele digitale și la sistemele cu microprocesoare, trebuie mai întâi acționată tasta reset; cu aceasta, montajul trece într-o stare fundamentală definită. Montajul prezentat aici preia această muncă de rutină. El produce automat un impuls de resetare atunci când tensiunea de alimentare este conectată sau coboară pentru scurt timp sub o anumită valoare. Impulsul reset are o durată de circa 30 ms.

Funcționarea este relativ simplă: dacă se conectează tensiunea de alimentare, atunci căderea de tensiune pe condensatorul C1 este de 0 V până când tensiunea de alimentare crește la 4,5 V. Dacă tensiunea de alimentare a atins această valoare, atunci tranzistorul T1 începe să conducă, iar T2 se blochează; acum condensatorul se încarcă prin rezistența R5 în



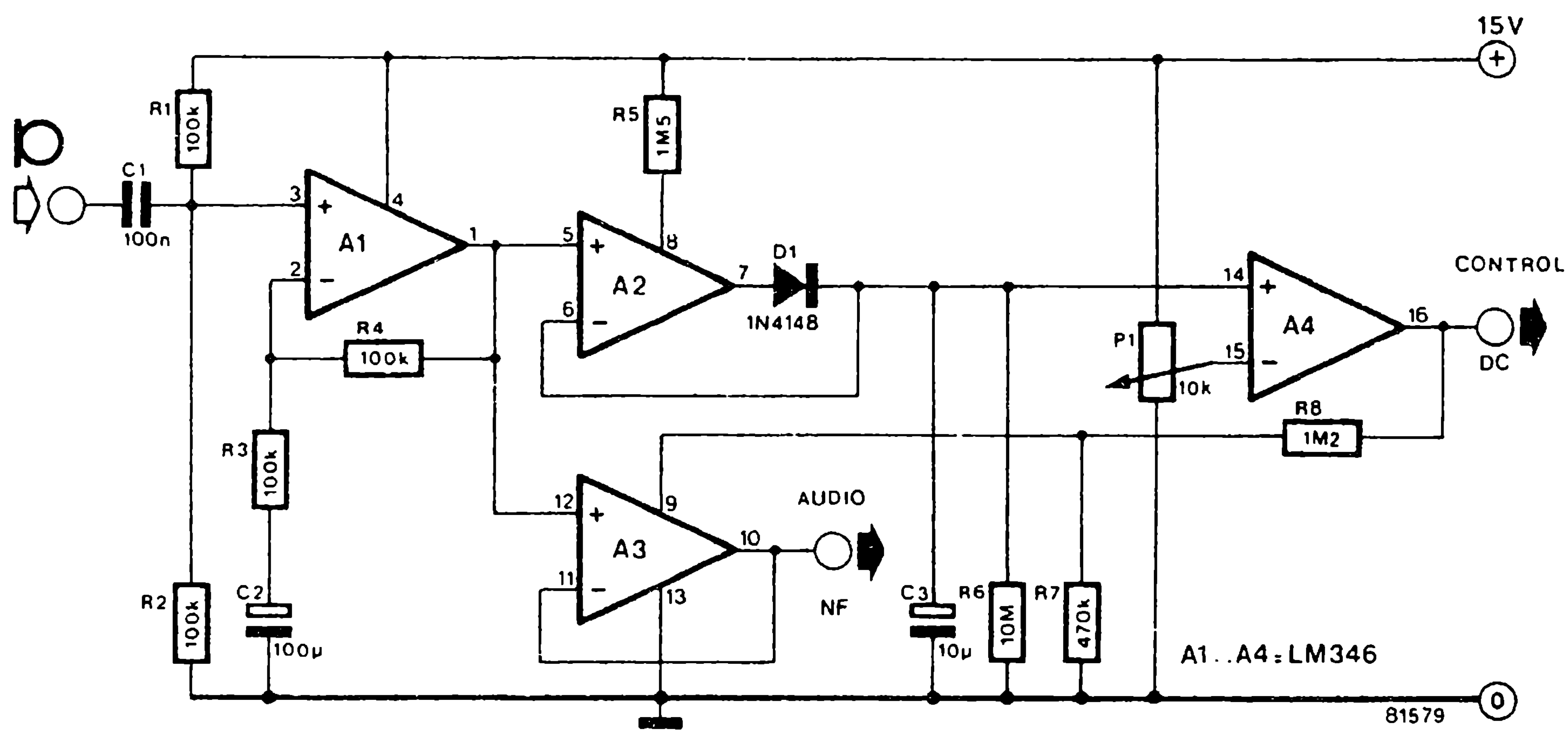
constanta de timp corespunzătoare. În exact aceeași perioadă, în punctul A tensiunea atinge 0 V. La un anumit nivel al tensiunii din punctul A, triggerul Schmitt construit cu inversoarele N1 și N2 basculează și produce un „1" logic la ieșirea $\overline{RES}$. Aceasta nu înseamnă nimic altceva decât că ieșirea $\overline{RES}$ mai este în „0" încă pentru puțin timp după conectarea tensiunii de alimentare.

Montajul are în plus rolul de a produce un impuls de resetare și în cazul unei perturbări de scurt timp a tensiunii de alimentare (scăderea tensiunii sub 4,5 V). Acest lucru este un avantaj în special în sistemele cu microprocesoare. Atunci când într-un asemenea sistem apare o astfel de perturbație, ea acționează negativ asupra programului în curs. Rezultatele obținute sunt de regulă false, în această situație. Cauza greșelii este greu de localizat datorită duratei mici a perturbației. Prin impulsul automat de resetare, programul se reia dintr-o poziție precis definită.

Triggerul Schmitt nu este neapărat necesar să fie constituit din două rezistențe și trei inversoare. Se pot utiliza și triggere Schmitt integrate, ca de exemplu 1/4 74 LS132.

279 *Comutator comandat prin vorbire pentru PA*

Un inconvenient al instalațiilor PA este sensibilitatea la reacțiile acustice, care se manifestă prin țiuituri și prin șuierături. Cel mai simplu mod de a rezolva problema constă în crearea unui microfon bun, direcțional (sensibil pe o anumită direcție). O cerință costisitoare! Mult



mai ieftină este rezolvarea prezentată aici: un comutator de microfon comandat prin vorbire.

Firma National Semiconductor a propus în aplicațiile ei utilizarea amplificatorului operațional cvadruplu programabil LM 346. Un montaj mic cu eficiență mare. Funcționarea este simplă: dacă se vorbește sau se cântă în microfon, atunci semnalul ajunge, prin A1 și A2, la ieșirea montajului „Audio out". Dacă microfonul rămâne neutilizat, semnalul de comandă deconectează ieșirea bufferului de ieșire A3 de la „Control out".

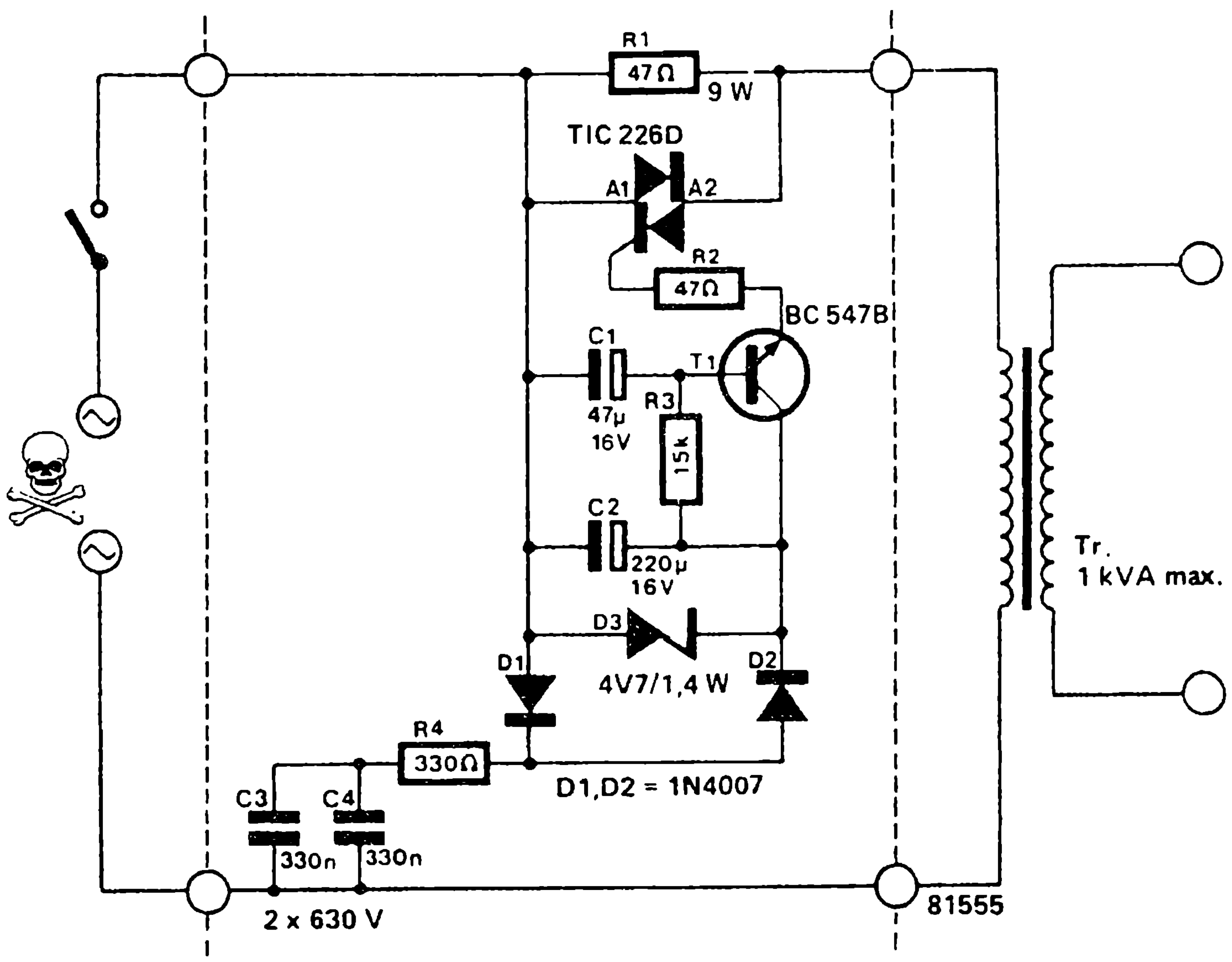
Cu A1 a fost construit un amplificator de tensiune alternativă care amplifică de două ori semnalul microfonului. Din cauza tensiunii asimetrice de funcționare, intrarea neinversoare a lui A1 este conectată la 7,5 V. Deoarece toate amplificatoarele operaționale sunt legate galvanic împreună, această măsură este necesară doar o singură dată. Semnalul de ieșire al lui A1 ajunge pe de o parte la bufferul de ieșire A3, iar pe de altă parte la redresorul A2. Semnalul filtrat cu C3 se aplică la intrarea neinversoare a comparatorului A4. Dacă tensiunea de la intrarea inversoare a lui A4, reglată cu P1, este mai mică decât semnalul redresat, atunci comparatorul își conectează ieșirea la circa 15 V. Semnalul de ieșire al comparatorului conectează ieșirea bufferului A3 prin pinul 9 al circuitului integrat. Semnalul de la microfon poate trece. Semnalul „Control out" se pretează de exemplu și la comanda unui releu (printr-un etaj prefinal). Rezistența cu valoare mare, paralelă cu C3, are rolul de a nu permite condensatorului să se descarce complet în pauzele scurte din vorbire sau cântat. În caz contrar, comparatorul ar fi comutat mereu.

(National Semiconductor Application)

280 *Protector de siguranță*

În volumul „300 circuite electronice", Elektor a publicat deja montajul unui „Fuse Destroyer". Un montaj care, alături de avantajul de nepretuit de a funcționa în orice moment, are dezavantajul unei degradări puternice a materialului. Montajul prezentat aici vrea să compenseze acest dezavantaj, chiar dacă într-un alt mod și într-un alt scop.

În această epocă a creșterii puterii etajelor finale, devine tot mai stringentă protejarea siguranțelor automate contra deconectărilor prea dese. Rezolvarea problemei: un montaj



„SOFTSTART", adică un montaj care să mențină curentul de conectare în limite suportabile. Pentru automatele obișnuite de acasă, valoarea de 16 A poate fi considerată ca adecvată.

Trebuie să ne fie clar că procesele tranzitorii din transformatoarele utilizate în etajele finale de zeci de wați implică suportarea unor puteri de 1 kVA. La asemenea parametri, curentului de comutare i se împotrivesc doar rezistențe ohmice foarte reduse atât din partea primarului, cât și din partea secundarului. În afară de aceasta, condensatoarele din secundar sunt atât de mari, încât ele, atunci când sunt descărcate, reprezintă practic un scurtcircuit. În această situație, siguranța din primar nu poate decât să declanșeze. „Protectorul de siguranță" împiedică acest efect nedorit prin aceea că el opune curentului de conectare rezistența R1. Abia după circa 100 ms această rezistență este șuntată de triac.

Conectarea temporizată are loc prin comandarea porții triacului cu ajutorul lui T1. Tensiunea rețelei este mai întâi redusă, prin rezistența capacitivă C3/C4, într-o asemenea măsură încât, după redresare (D2) și filtrare (C2), pe dioda Zener se aplică o tensiune de 4,7 V. Tranzistorul T1 este apoi excitat tot mai mult de tensiunea în creștere de pe C1. În cele din urmă, tensiunea pe emitor atinge valoarea necesară tensiunii de aprindere a triacului. Acesta trece în starea de conducție și scurtcircuitează pe R1. Întregul curent primar circulă acum prin triac.

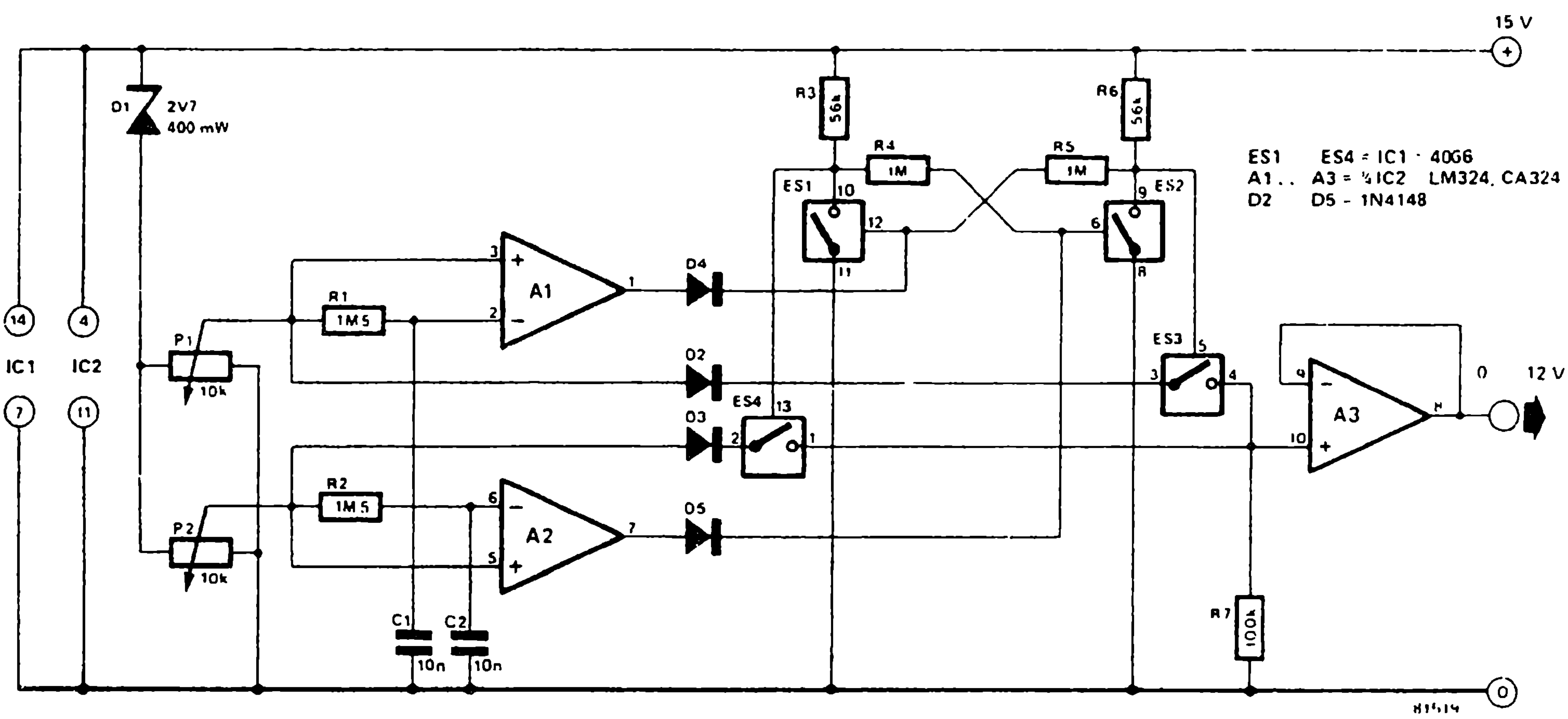
Montajul poate fi utilizat pentru transformatoare de rețea de până la 1 kVA în situația în care este înzestrat cu triacul tip TIC 226 D. Transformatoare mai mari pretind triacuri mai mari!

Montajul de pretează desigur și pentru alți utilizatori care au curenți de conectare mari, cum ar fi de exemplu unelte electrice, lămpi mari, în special radiatoare UV și IR.

281 *Comutator de acționare*

Cu un comutator de scară se poate deconecta una și aceeași sursă de lumină din mai multe locuri. Aceeași funcție este îndeplinită de montajul prezentat aici, cu ajutorul a două potențiometre ca elemente de comutare și reglare pentru tensiuni continue.

La ce este bun acesta? Se poate, de exemplu, să se dea mai încet instalația stereo de la telefon sub rezerva ca ea să fie înzestrată cu circuite comandabile prin tensiune continuă (de exemplu TCA 730/740). Cu ajutorul stabilizatoarelor de tensiune reglabile pot fi realizate și funcțiile mai sus pomenite ale comutatorului de scară (prin cuplaj optic!). Există cu siguranță și alte utilizări. Secretul montajului: la modificarea reglajului potențiometrului, montajul conec-



tează automat la ieșire tensiunea continuă reglată cu acest potențiometru.

Cum funcționează montajul? Mai întâi „capătul cald" al ambelor potențiometre este conectat la circa 12 V prin dioda D1. Deoarece domeniul tensiunii de intrare a amplificatoarelor operaționale A1 și A2 se întinde de la 0 la 13,5 V, avem disponibilă încă o siguranță împotriva supraexcitării. Dacă unul din cele două potențiometre este rotit, atunci, între intrările lui A1 sau A2 ajunge, printr-unul din elementele integratoare R1/C1 sau R2/C2, o asemenea tensiune încât ieșirile amplificatoarelor operaționale ajung în starea „sus". Aceste semnale de ieșire servesc drept tensiuni de comandă pentru comutatoarele ES1 ... ES4. Una din tensiunile continue reglate cu P1 sau P2 este condusă deci la ieșire prin bufferul A3.

Câteva particularități tehnice ale montajului: R1 și R2 au fost alese intenționat atât de mari încât, în starea de repaus a potențiometrelor, ambele ieșiri ale amplificatoarelor operaționale se găsesc în starea „0". În caz contrar, „salata de comutatoare" ar fi fost de inevitabilă! Aceasta o poate înțelege oricine, trecând în revistă diferitele procese de comutare. D2 și D3 împiedică multivibratorul format din ES1 și ES2 să revină încă odată în domeniul de trecere al comutatoarelor CMOS ES3 și ES4.

Nu trebuie trecută cu vederea o deficiență a montajului. Dacă se dorește reglarea unei tensiuni continue mai mici la potențiometrul care nu este conectat, trebuie mai întâi să se declanșeze comutarea prin rotirea scurtă a potențiometrului.

Dacă potențiometrele sunt prevăzute cu legături foarte lungi până la montaj, atunci capetele „calde" ale potențiometrelor trebuie legate la masă prin câte un condensator de circa 10 μ/16 V.

(R. Behrens)

282 *Controlul funcționării*

Ca indicator de funcționare sau nefuncționare a unui aparat se utilizează de multe ori un LED înseriat cu o rezistență. Când însă aparatul „cade", LED-ul poate încă să lumineze – dacă nu s-a produs un scurtcircuit. Pentru un control sigur al funcționării, este utilă doar o indicație combinată curent/tensiune. Un asemenea montaj, realizat cu un număr minim de componente, este prezentat în continuare. S-a folosit proprietatea că LED-urile roșii și verzi au tensiuni de străpungere diferite.

Dacă utilizatorul nu absoarbe nici un curent, atunci luminează doar LED-ul roșu, deoarece are altă tensiune de străpungere decât LED-ul verde. Dacă prin R1 circulă un curent de sarcină, atunci prin căderea de tensiune pe R1 și D2 rezultă o tensiune suficient de mare pentru LED-ul verde. El luminează.

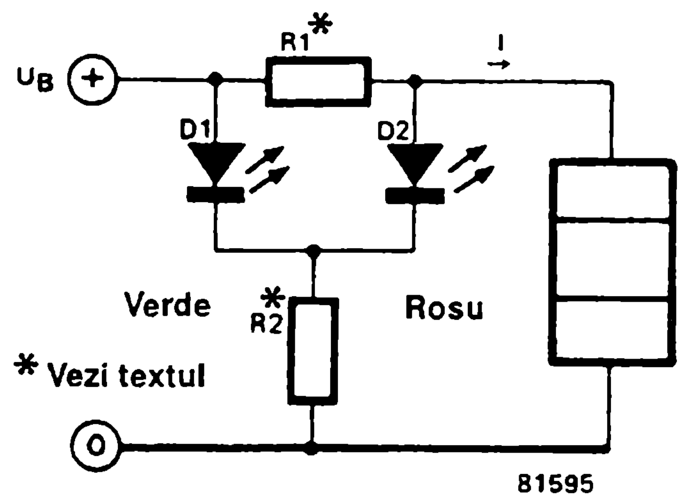
La dimensionarea montajului trebuie luate în considerare următoarele formule:

$R2 = U_B [V] \cdot 10^2 \, \Omega$ iar

$R1 = 0{,}5 \, \Omega \, / \, I[A] \; (R1 \geq 10 \, \Omega)$

Încă o indicație: deoarece LED-ul verde servește ca indicator „totul în ordine", el ar trebui încastrat în placa frontală ca lumină de control al funcționării.

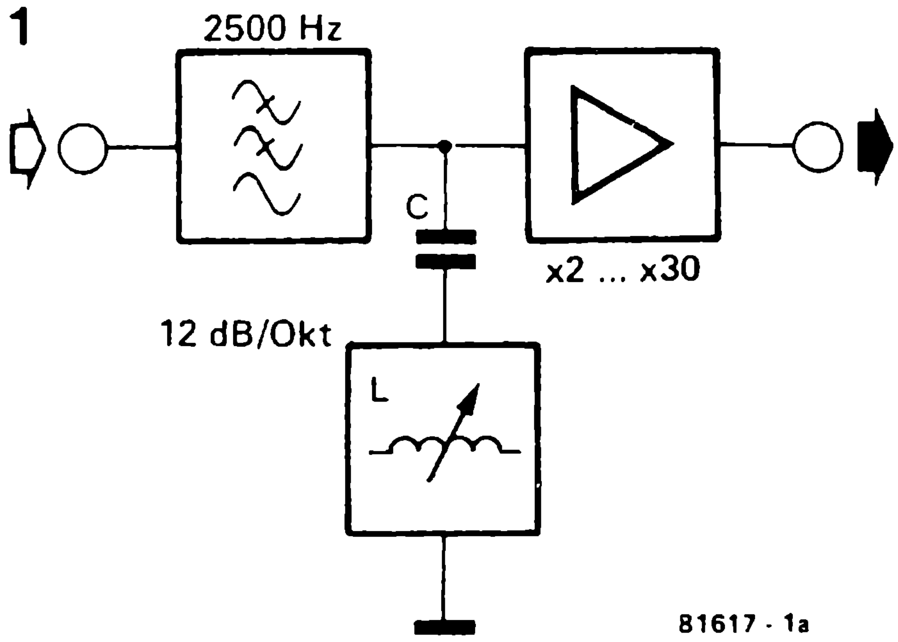
(N. Vischer)

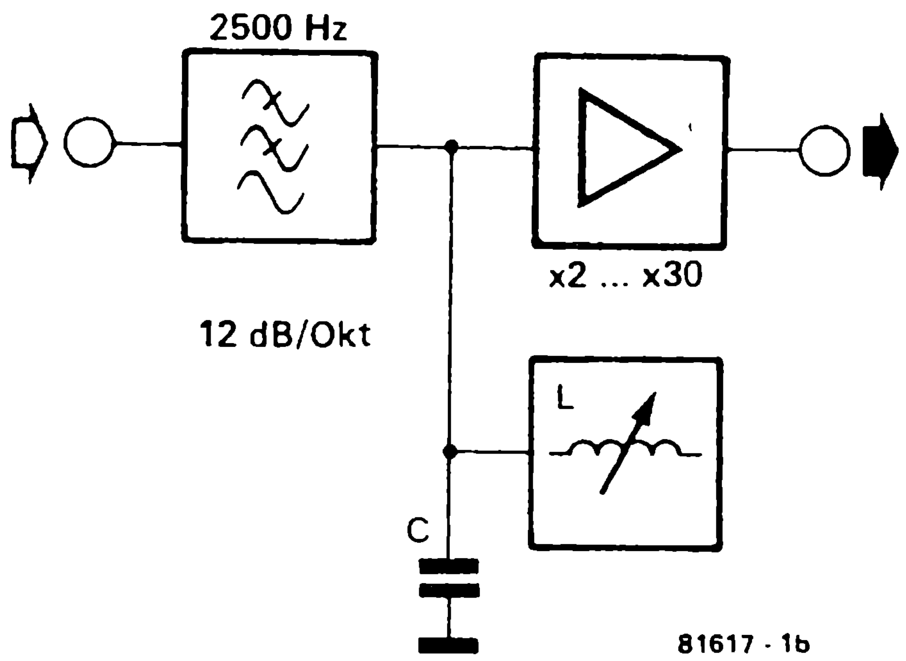


283 *Filtru CW*

Dezavantajul receptoarelor de unde scurte nu prea scumpe constă, alături de sensibilitatea lor redusă, și din lipsa lor de selectivitate; aceste lipsuri se manifestă prin faptul că informațiile recepționate sub formă de vorbire sau semnale Morse sunt acompaniate adeseori de sunete deranjante. Aceste sunete de interferență iau naștere prin amestecul frecvențelor purtătoare vecine, insuficient atenuate de filtrul de bandă al receptorului, cu oscilațiile heterodină CW (CW = telegrafie cu undă purtătoare nemodulată).

1

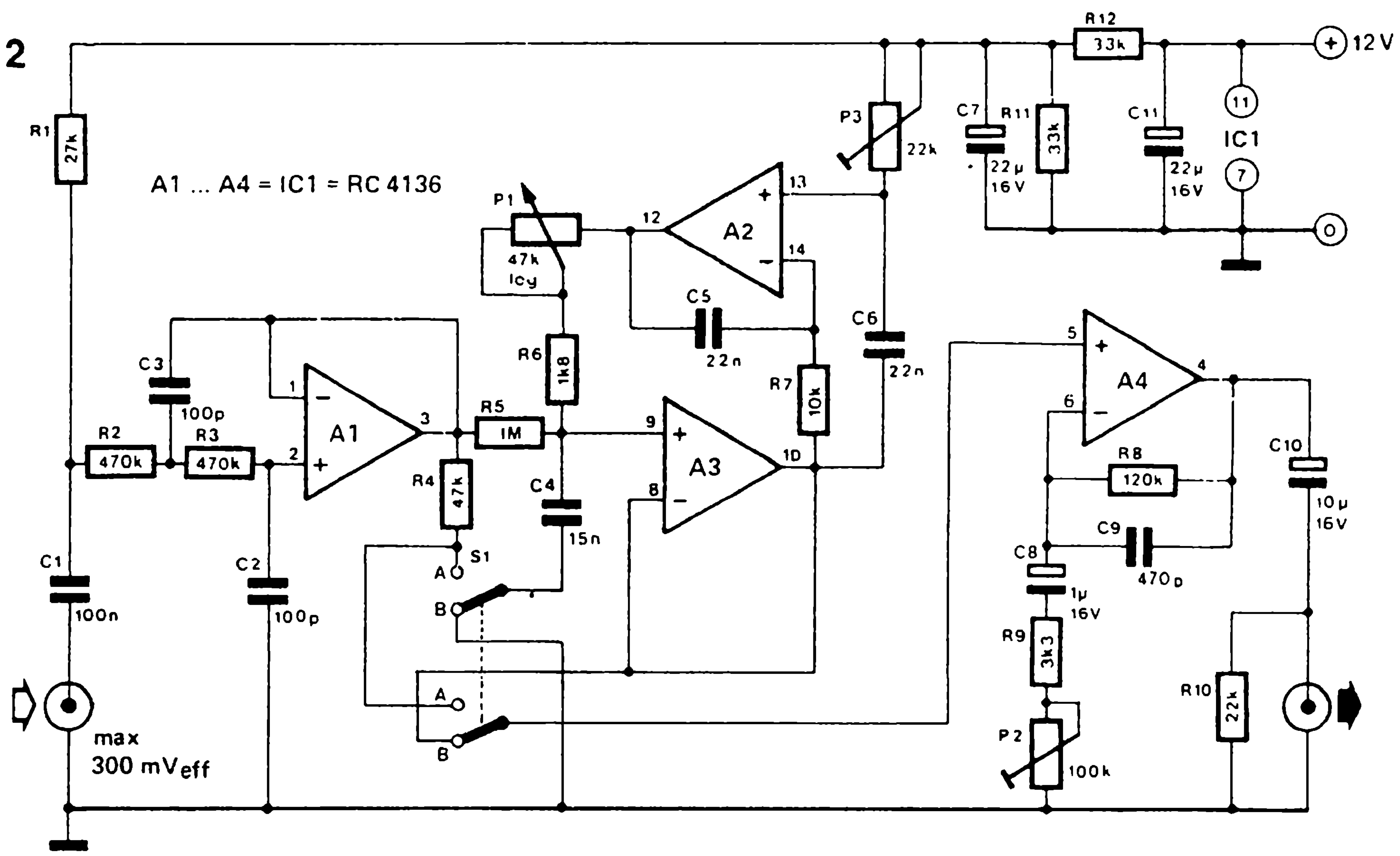




Deranjamentele sunt atenuate printr-un filtru de bandă, sau Notch, suplimentar pentru domeniul JF, atunci când panta filtrului și ecartul de frecvență între semnalul util și cel perturbator este suficient de mare.

Alături de filtrele variabile de stare (State Variable Filter) se oferă nenumărate alte posibilități de rezolvare: montajul din fig. 2 reprezintă un circuit de rezonanță LC în care bobina este înlocuită printr-o componentă activă formată din A2 și A3. Prin comutarea lui S1 este posibilă reglarea atât a unui circuit LC (C4)

2



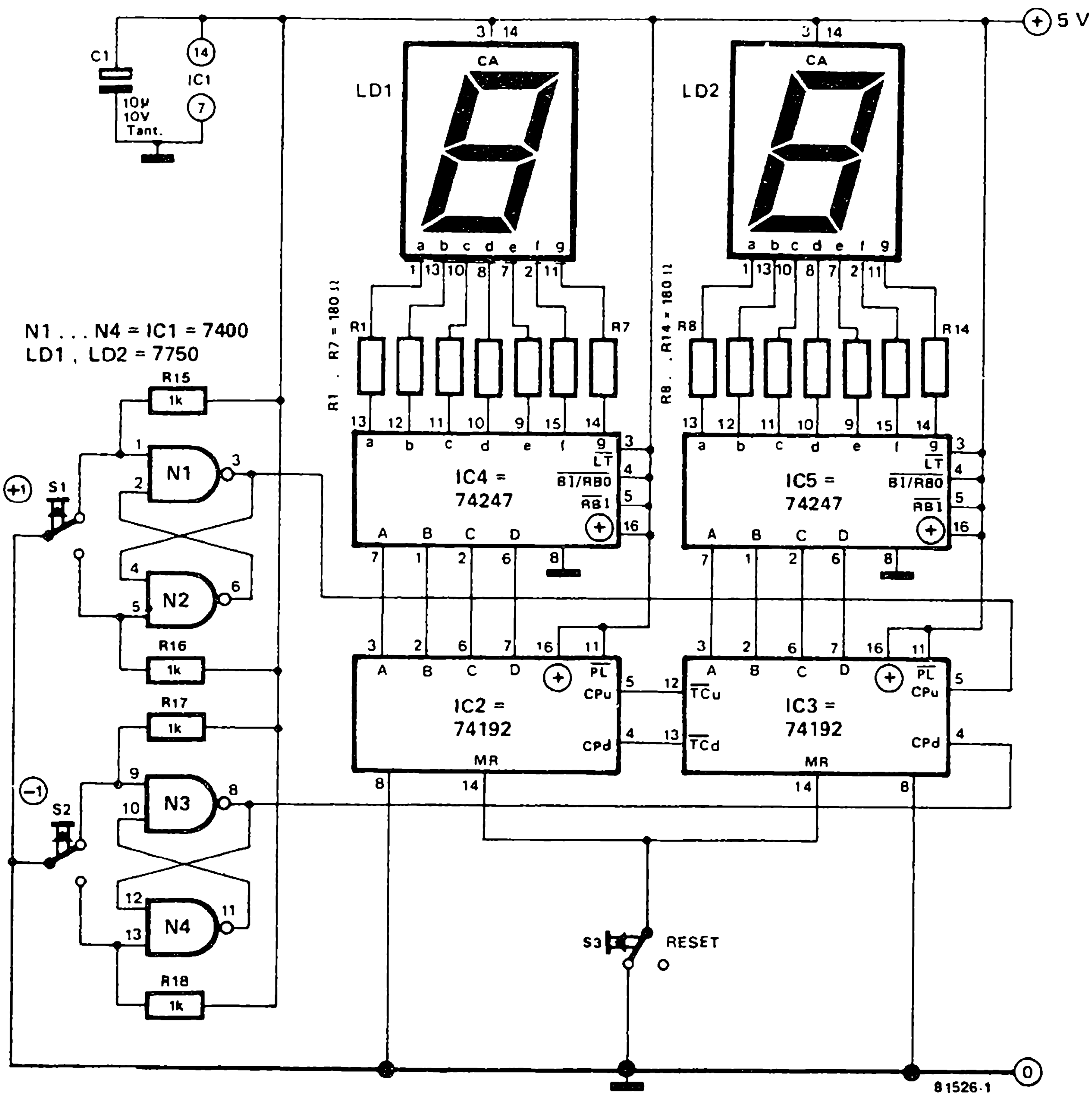
serie cât și a unuia paralel. Această posibilitate este redată în fig. 1: dacă inductanța se găsește în serie cu un condensator (poziția A a comutatorului), atunci montajul lucrează ca filtru Notch. În acest caz este atenuată numai o mică parte din banda JF. Acest lucru este convenabil atunci când este vorba doar de o singură sursă de perturbații cu o anumită frecvență. În poziția B a comutatorului (filtru bandă) este admis prin filtru doar un domeniu îngust al benzii de frecvență (semnalul util). Pentru atenuarea frecvențelor perturbatoare foarte înalte, circuitul de rezonanță este conectat după un filtru trece-jos tip Butterworth, cu o frecvență critică de 2500 Hz și o pantă de 12 dB. Acordarea frecvenței mijlocii a filtrului se realizează cu P1 și cuprinde un domeniu de frecvență de până la 4000 Hz.

Pentru obținerea unei pante cât mai mari se aduce S1 în poziția B, iar P3 se rotește în așa fel încât filtrul să fie adus cu puțin înaintea stării de a începe să oscileze. Deoarece acest reglaj nu este complet necritic, se recomandă utilizarea unui semireglabil cu ax. Pentru P3, care servește la reglarea intensității sunetului, este suficient un potențiometru normal sau un semireglabil obișnuit. Intrarea filtrului poate fi legată direct cu intrarea difuzorului sau cu ieșirea „Tape" a receptorului de unde scurte. Ieșirea lui A4 permite conectarea directă a unei căști cu impedanța egală sau mai mare de 600 Ω.

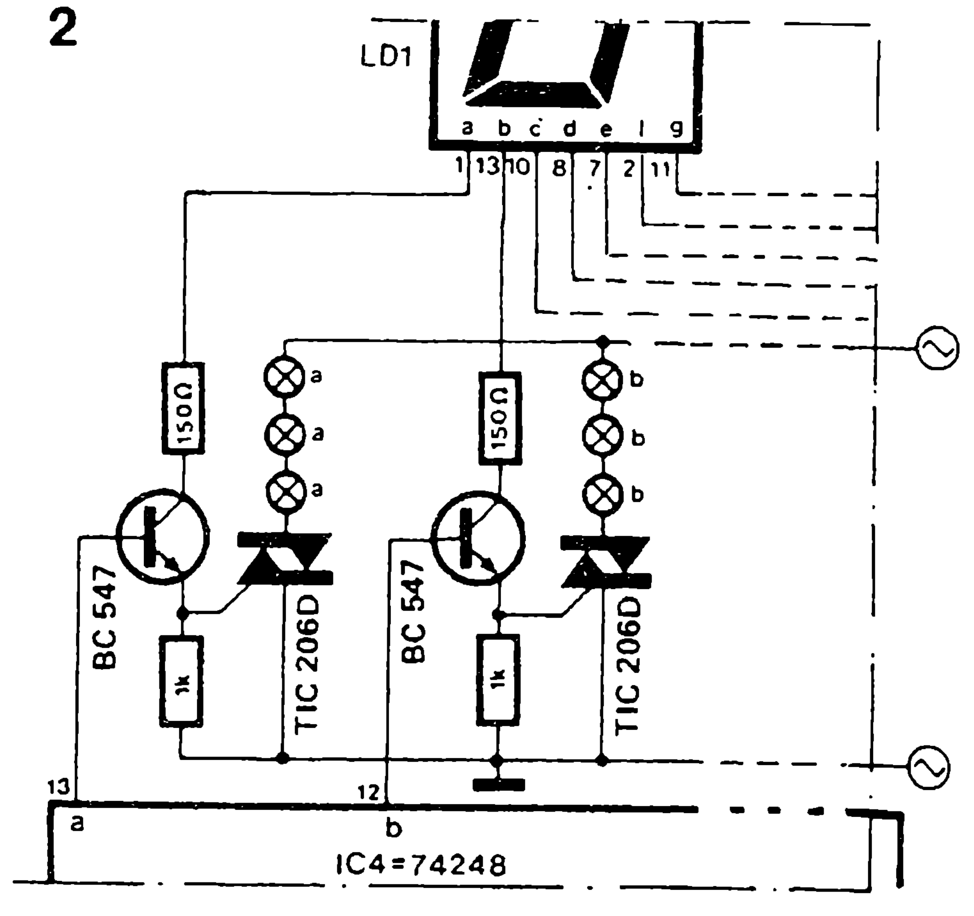
(H. Pietzko DD2JI)

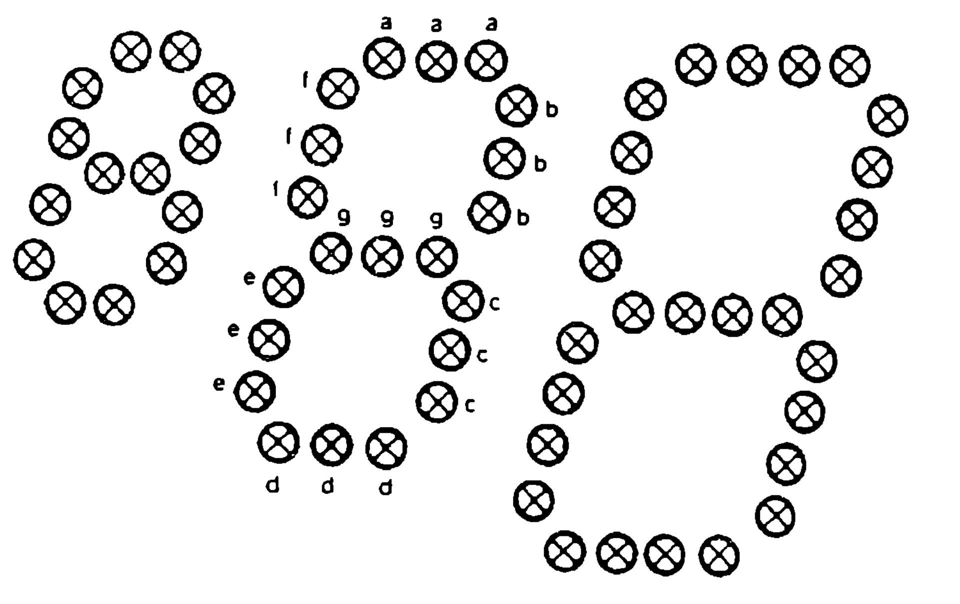
284 *Numărător de puncte*

1



2





„Care este scorul, acum?" – iată o întrebare care intervine adeseori atunci când, în cercul de familie sau de prieteni, suntem adunați la un joc. În viitor va fi suficientă o singură privire pe acest numărător de puncte pentru a răspunde la întrebare, indiferent dacă este vorba de o întrecere sportivă sau de un joc de societate. Ori de câte ori se câștigă un punct, numărătorul adună acest punct prin apăsarea pe buton și indică automat situația. Dar nu este numai atât. Numărătorul poate prelua și punctele în minus.

Fig. 1 prezintă montajul complet. El este construit cu două numărătoare zecimale reversibile de tipul 74192. Abia prin aceasta adunarea și scăderea punctelor individuale este posibilă. Impulsurile de numărare sunt produse cu tastele S1 (plus) și S2 (minus). Ele ajung prin multivibratoarele N1/N2 și N3/N4 fie la intrarea de adunare, fie la cea de scădere a numărătorului. Deoarece două din aceste numărătoare sunt conectate în serie, numărul maxim de puncte este 99. Cu tasta S3 se setează numărătorul pe 00 înainte de începerea jocului. Decodificarea numărătorului este preluată de circuitele integrate 74247. Varianta îmbunătățită a decodorului este 7447. În opoziție cu acest circuit, la circuitul 74247 se aprinde segmentul **a** la cifra 6 și segmentul **d** la cifra 9. Cele două afișaje cu LED-uri trebuie să dispună de o legătură comună a catodului.

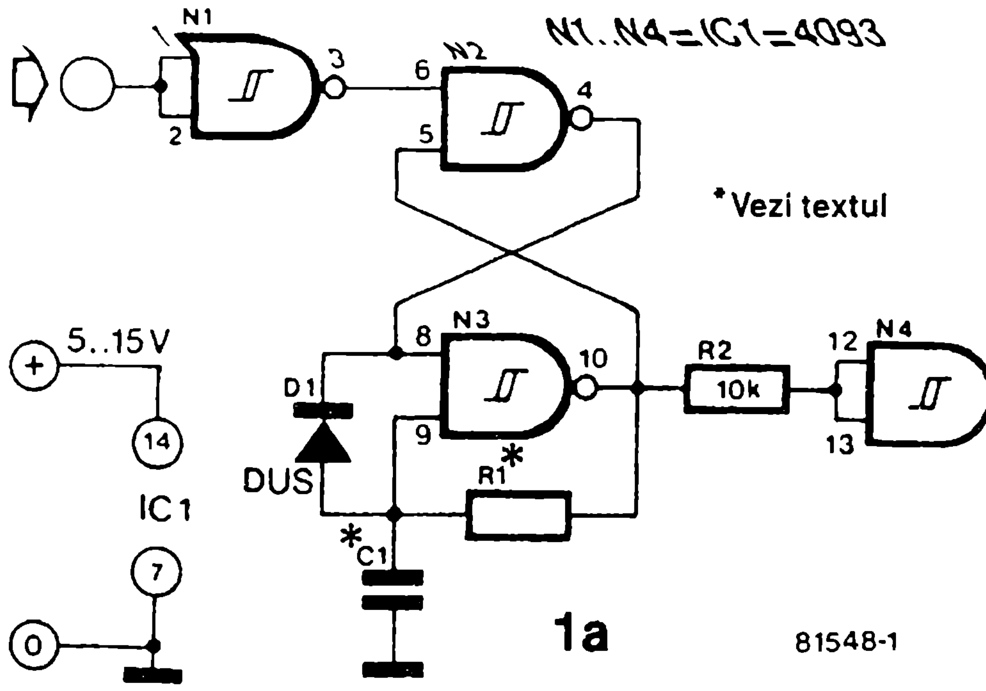
Dacă vrem să afișăm situația punctajului pentru un număr mai mare de spectatori, atunci afișajul normal cu LED-uri este prea mic. Fig. 2 prezintă o variantă în care LED-urile sunt înlocuite de lămpi cu incandescență. Pentru fiecare segment individual **a** ... **g** este necesar un triac cu tranzistorul de comandă corespunzător. Tipul de triac recomandat poate comanda câte trei lămpi de câte 15 ... 25 W. Prin aceasta afișajul devine mai mare și este vizibil de la distanță. În acest caz punctul în care triacurile sunt legate direct la rețea trebuie să fie legat la masa montajului. În afară de aceasta, pentru IC4 trebuie utilizat un decodor de tipul 74248. Așa cum s-a menționat deja, alegerea triacurilor se face în funcție de lămpile cu incandescență ce trebuie comandate. Este necesar ca ele să triggereze deja la un curent de poartă de circa 5 mA. În locul circuitelor TTL este posibilă și utilizarea circuitelor LS. La afișajul cu lămpi cu incandescență, montajul este legat la tensiunea de rețea. De aceea trebuie acordată o atenție deosebită izolației de protecție!

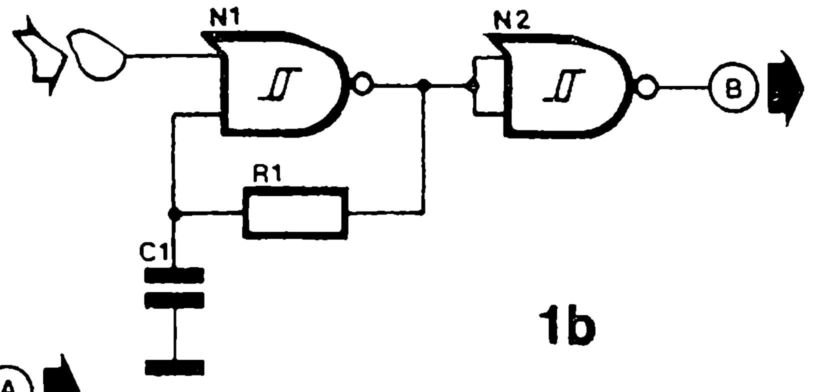
Atunci când toate segmentele luminează, curentul absorbit la utilizarea tipului LS este de circa 350 mA, iar la utilizarea tipului TTL, de circa 450 mA.

285 *Oscilator start/stop îmbunătățit*

Oscilatoarele start-stop al căror mod de construcție a fost reprezentat în fig. 1 au dezavantajul că, în cazul comenzii stop, un impuls deja început nu mai este condus la capăt, iar tensiunea la ieșire este întreruptă brusc.

Aceasta poate duce, așa cum se poate ve-





dea din mijlocul fig. 2B, la apariția de impulsuri care, datorită lățimii mici, nu mai sunt în stare să comande un sistem digital.

Oscilatorul din fig. 1b poate fi dezvoltat cu restul de triggere din circuitul 4093, astfel încât, după comanda stop, un impuls disponibil la ieșire este condus la capăt.

În montajul din fig. 1a, oscilatorul construit cu N3 lucrează împreună cu N2 ca multivibrator. Dacă, în cazul comenzii stop, aportul de tensiune la N1 este întrerupt, atunci la pinul 6 avem un „1" logic. Multivibratorul își modifică starea de moment și, cu aceasta, se modifică și funcționarea oscilatorului abia atunci când la pinul 5 se găsește de asemenea un „1" logic. Acesta este exact cazul când, în momentul comenzii stop, perioada începută este finalizată complet.

D1 are rolul de a face ca prima perioadă să nu fie mai lungă decât următoarele; introducerea oscilațiilor are loc după temporizarea corespunzătoare.

Fig. 2 prezintă în partea de sus variația în timp a unui semnal oarecare start-stop; dedesubt, tensiunea corespunzătoare la ieșirea oscilatorului îmbunătățit și, în sfârșit, impulsul final retezat și impulsul inițial prea lung al montajului prezentat în fig. 1b.

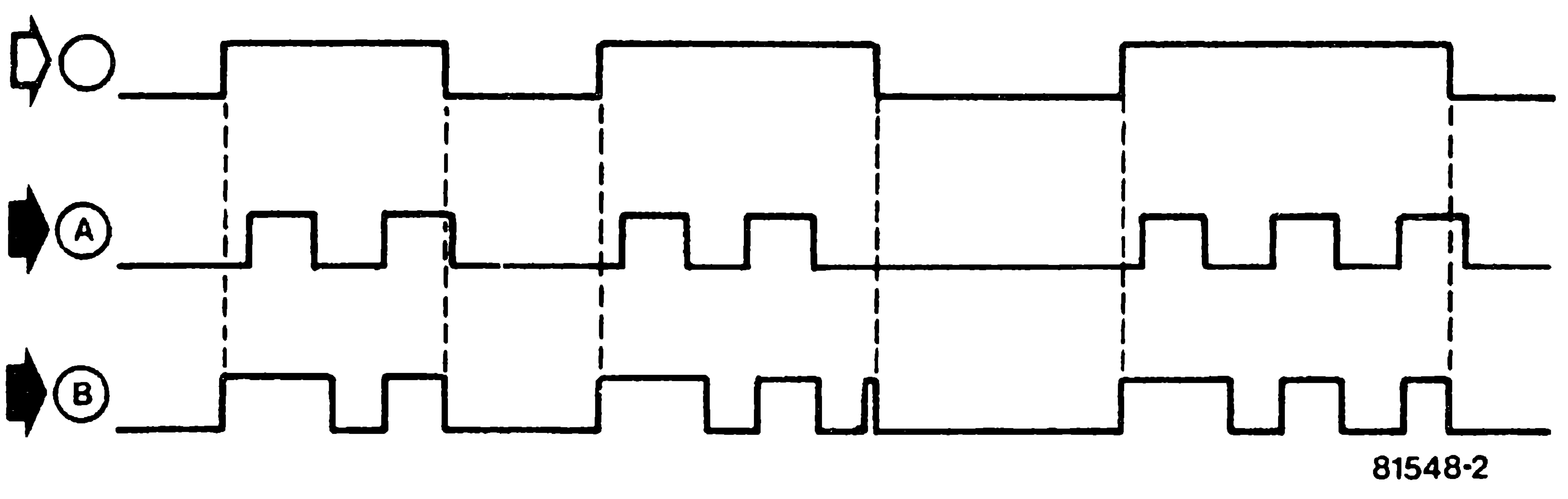
Frecvența oscilatorului poate fi calculată cu următoarea formulă:

$$f = \frac{1}{R1 \cdot C1 \cdot \ln\left[\frac{U_{t+}}{U_{t-}} \cdot \frac{U_B - U_{t-}}{U_B - U_{t+}}\right]} \text{ (tipic)}$$

Pentru tensiunile trigger, la diferite tensiuni de alimentare, avem următoarele valori exprimate în V:

U_B	U_{t-}	U_{t+}
	tipic	
5	1,8	3,3
10	4,1	6,2
15	6,3	9,0

2

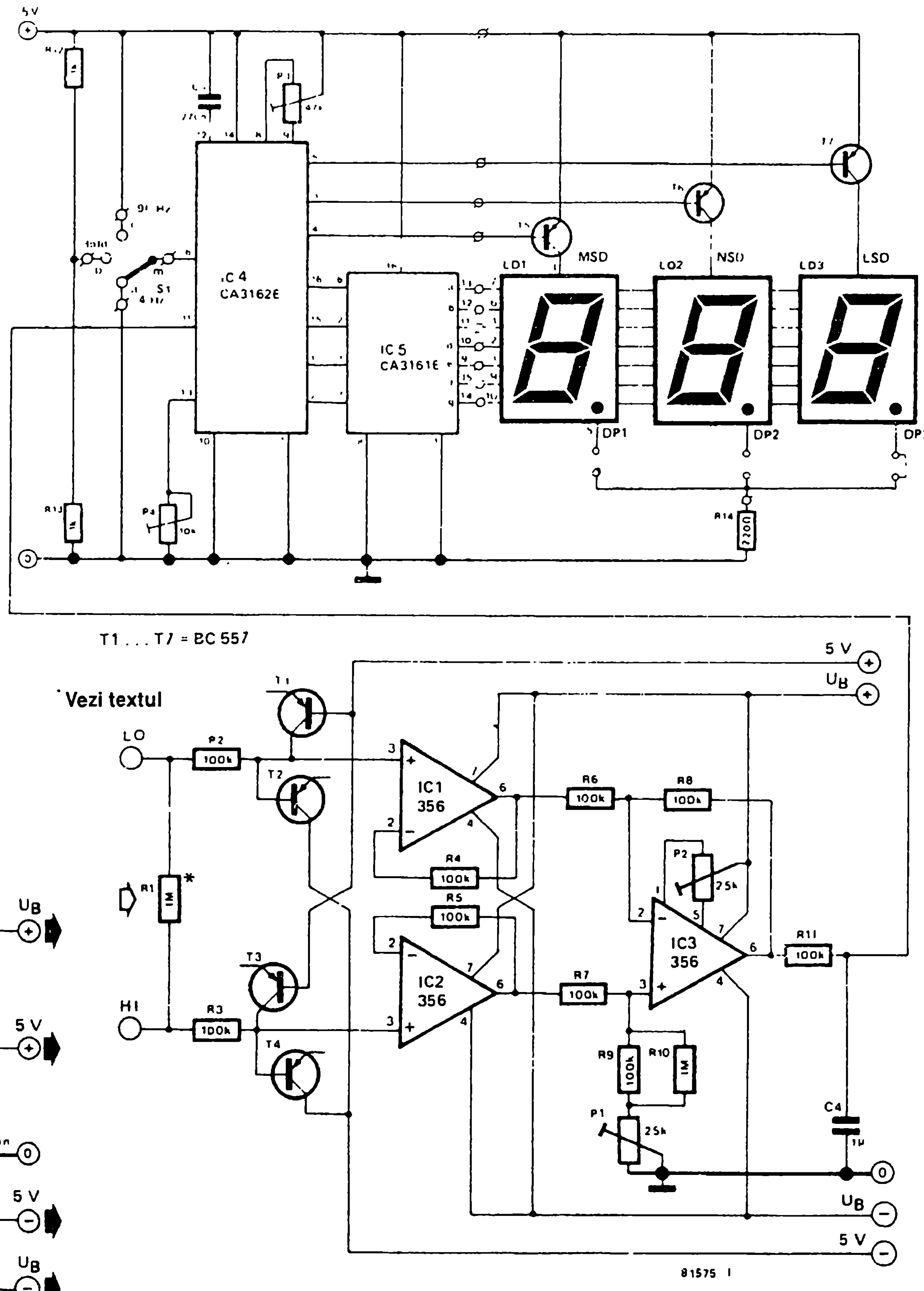


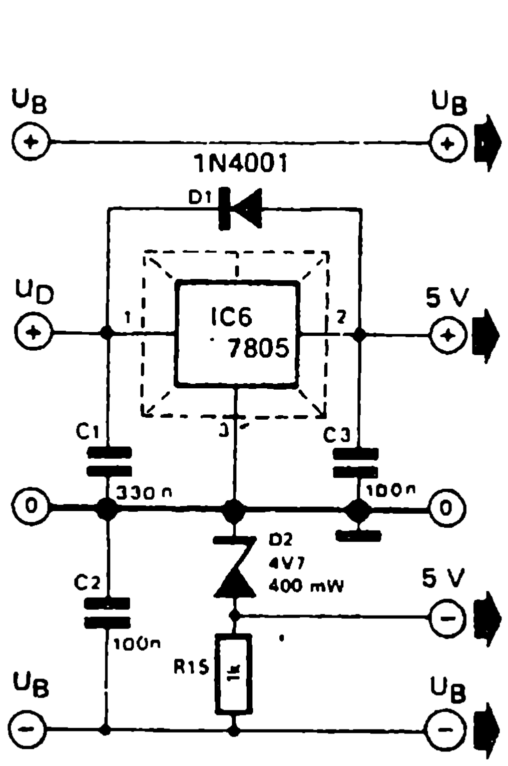
286 *Aparat de măsură digital (DVM)*

Acest aparat de măsură digital, spre deosebire de alte DVM-uri publicate în ultimul timp, conține în plus, alături de montajul de bază DVM, un etaj de intrare precis și protejat contra suprasarcinilor. Prin utilizarea amplificatoarelor operaționale moderne cu intrări J-FET, se obține o impedanță de intrare mare și un punct de nul stabil. În locul diodelor de protecție obișnuite s-au utilizat tranzistoare conectate ca diode. Avantajul acestei soluții constă în curenții reziduali foarte mici, care măsoară doar circa 1 nA, în comparație cu 20 nA la diode. În afară de aceasta, etajul suplimentar îmbunătățește și caracteristicile DVM-ului: domeniul de mod comun la CA 3162 măsoară numai ±0,2 V; cu etajul suplimentar, domeniul este de ±3 V.

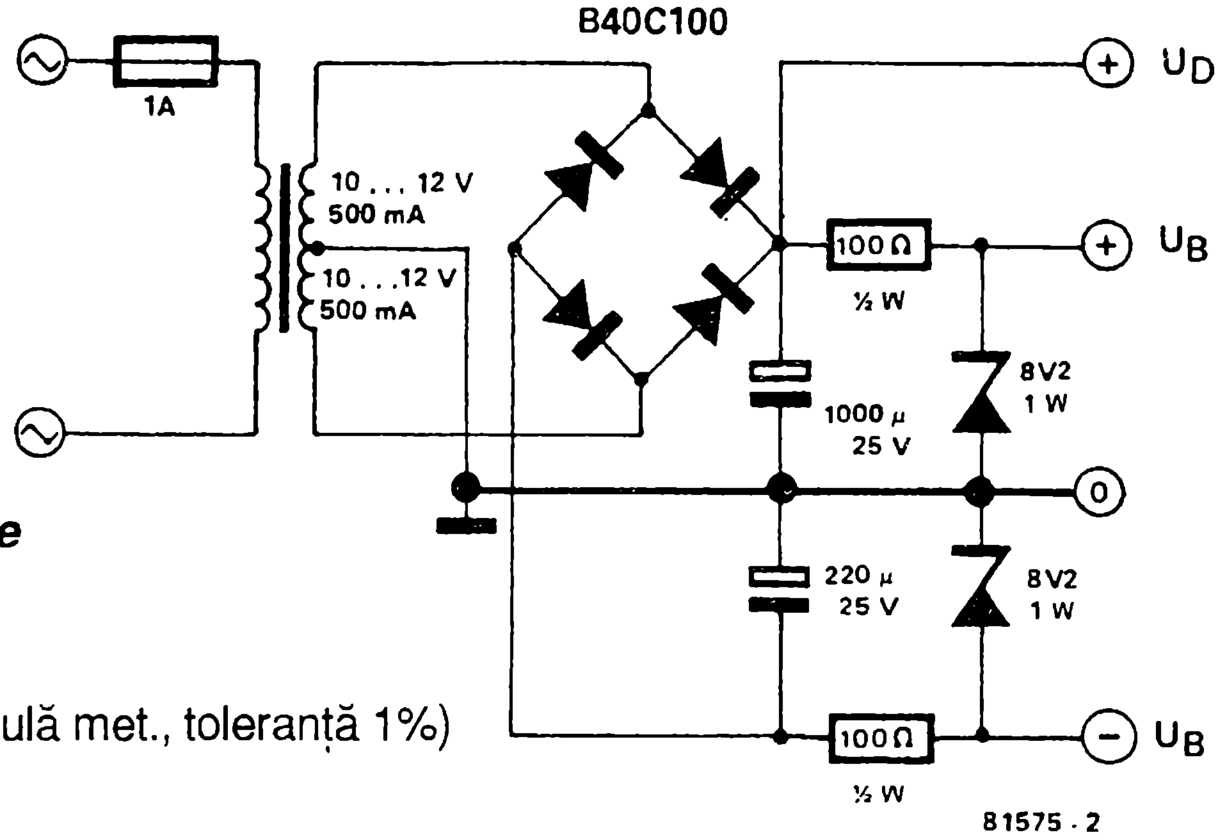
Rezultă o îmbunătățire și pentru curentul de intrare. În timp ce CA 3162 necesită circa

1





2



Lista de componente

Rezistențe

R1, R10 = 1 M
R2 ... R9 = 100 k (peliculă met., toleranță 1%)
R11 = 10 k
R12, R13, R15 = 1 k
R14 = 220 Ω
P1, P2 = 25 k pot. semireglabil cu 10 ture
P3 = 47 k pot. semireglabil cu 10 ture
P4 = 10 k pot. semireglabil cu 10 ture

Condensatoare

C1, C3 = 330 n
C2 = 100 n
C4 = 1 µ (MKH!)
C5 = 270 n

Semiconductoare

D1 = 1N4001
D2 = diodă Zener 4V7 / 0,4 W
LD1 ... LD3 = CQY91A, FND 557 (roșu) sau CQY92A, FND 537 (verde) sau CQY93A, FND 547 (galben) sau TIL 701
IC1 ... IC3 – CA 3162E
IC5 = CA 3161E
IC6 = 7805

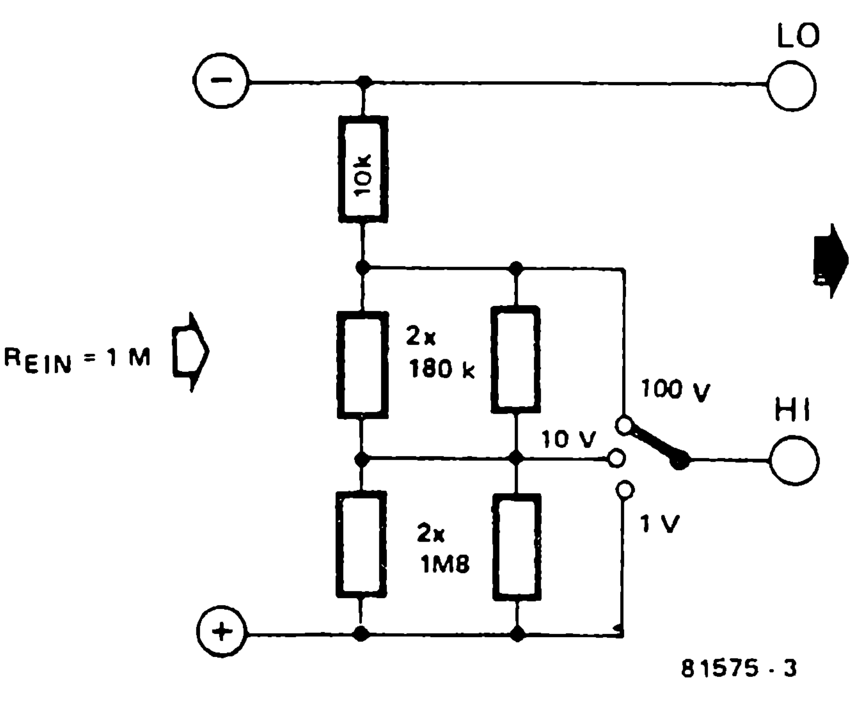
80 nA, LF 356 utilizat se mulțumește cu 30 pA. Aceasta înseamnă că necesarul de curent la intrare al aparatului de măsură este determinat în principal de tranzistoarele conectate ca diode de protecție, al căror curent rezidual, așa cum s-a menționat deja, este de 1 nA.

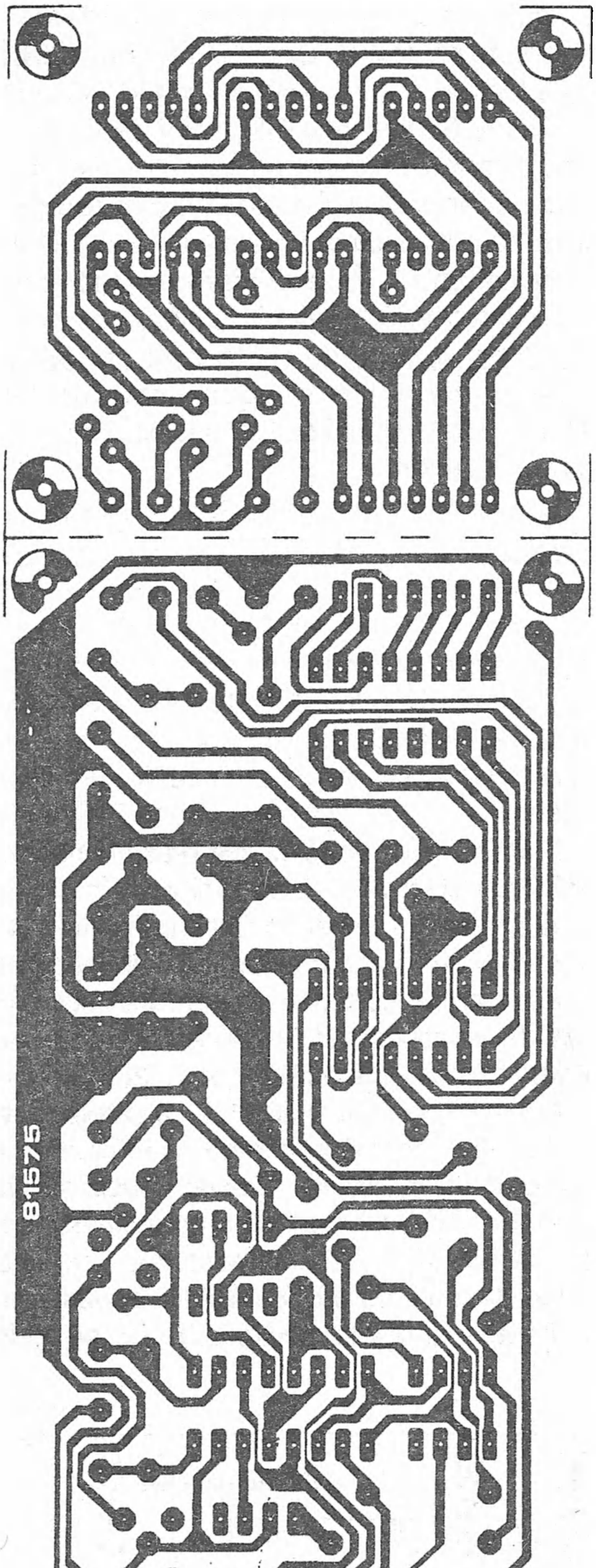
Acum despre montaj. Tensiunea de măsurat ajunge prin R11 la intrarea lui IC4 . Acest circuit integrat are rolul de convertor analogic - digital și furnizează informația digitală pentru comanda celor 3 afișaje cu 7 segmente, prin circuitul de comandă al afișajelor, IC5. Cu ajutorul comutatorului de la pinul 6 al lui IC4 se poate selecta durata unei perioade de măsurare (viteza / rata de conversie): în poziția **a**, durata ciclului măsoară 250 ms, în poziția **c** numai 10,4 ms. În poziția **b** viteza de baleiere este zero, adică ultimul rezultat de măsurare este reținut și afișat.

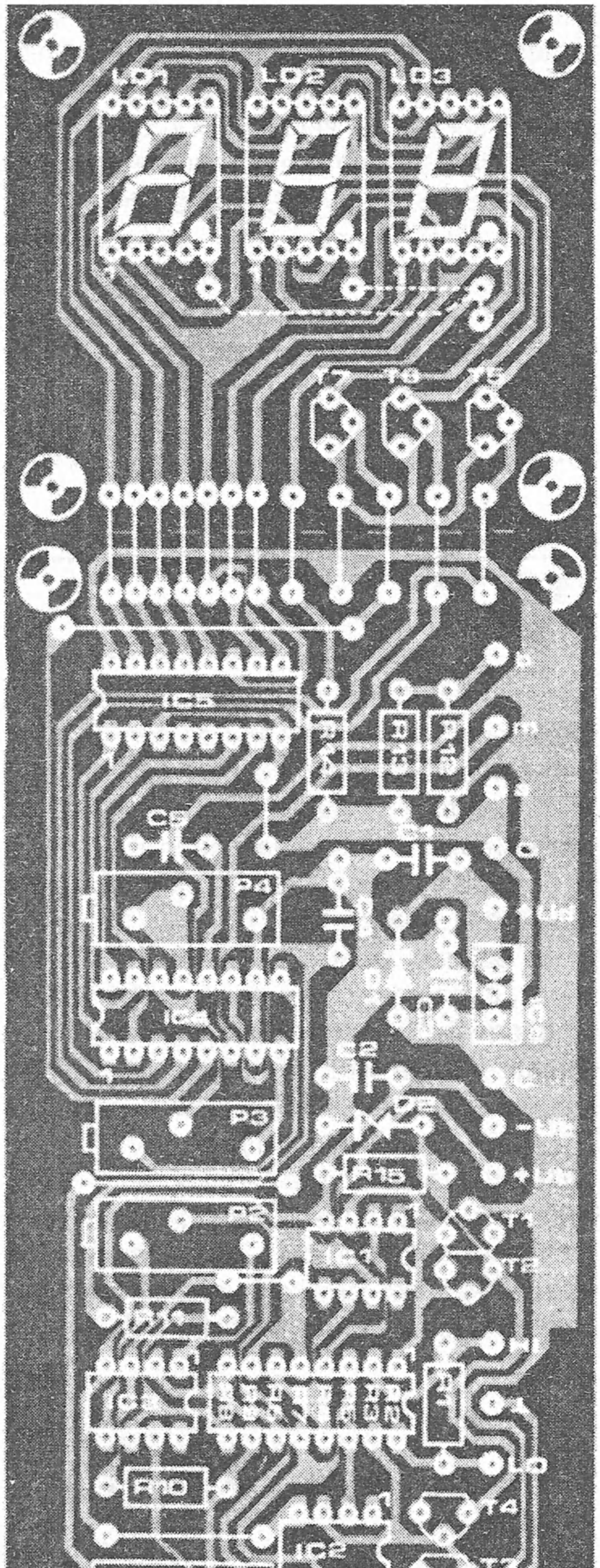
Reglarea DVM-ului se realizează înainte de punerea în funcțiune a etajului suplimentar; IC3 încă nu este introdus în montaj. Aceasta pentru a putea pune la masă pinul 6 al lui IC3 legat cu R11. Astfel, reglajului de nul se realizează cu potențiometrul semireglabil P3. Dacă s-a realizat acest lucru, se întrerupe din nou legătura la masă a pinului 6 și se introduce IC3 în montaj. Acum se leagă cele două intrări HI și LO cu masa și se aduce indicația afișajului la „000", de această dată cu P2. După aceea se leagă cele două intrări la o tensiune de circa +3 V (față de masă); reglajul de nul se realizează acum cu P1. Scopul acestui procedeu este echilibrarea fază – atenuare.

Acum se trece în sfârșit la etalonarea domeniilor de măsură. Se leagă intrarea LO cu masa, iar intrarea HI se conectează la o

3







tensiune de etalonare cunoscută cât mai precis posibil, de exemplu 800 mV. Partea de alimentare a DVM-ului este atât de simplă, încât aproape că nu are nevoie de explicații.

Dioda Zener D2 produce o tensiune auxiliară negativă pentru tranzistoarele de protecție de la intrări. În locul alimentatorului din fig. 2 se poate utiliza un alimentator cu stabilizator de

tensiune care să producă o tensiune de alimentare în domeniul 9 ... 15 V (pozitiv și negativ). În acest caz, bornele U_B și U_D (în montajul din fig. 1) sunt legate împreună. Curentul absorbit este de circa 250 mA pentru tensiunea pozitivă și de 30 mA pentru tensiunea negativă.

Un avantaj important al conceptului de DVM prezentat aici este intrarea de măsură simetrică cu masă flotantă. Dacă se leagă intrarea LO cu masa, atunci avem din nou un DVM normal legat la masă. La măsurarea tensiunilor „oscilante", trebuie să fim atenți ca tensiunea de sincronism să fie cuprinsă între –3 V și +3 V.

Impedanța de intrare este determinată de R1 și este de 1 M Ω. Dacă se utilizează divizorul de tensiune din fig. 3, atunci se renunță la R1.

Pentru rezistențele R2 ... R9 se poate utiliza o rezistență Array (arie de rezistențe) încorporată într-o carcasă DIL cu 16 pini sau rezistențe individuale cu peliculă metalică cu toleranță de maximum 1%. Încă două recomandări pentru construcție. Se preferă introducerea montajului într-o carcasă de metal care se leagă la borna de masă a montajului. Toate legăturile trebuie să fie cât mai scurte posibil, pentru evitarea perturbațiilor.

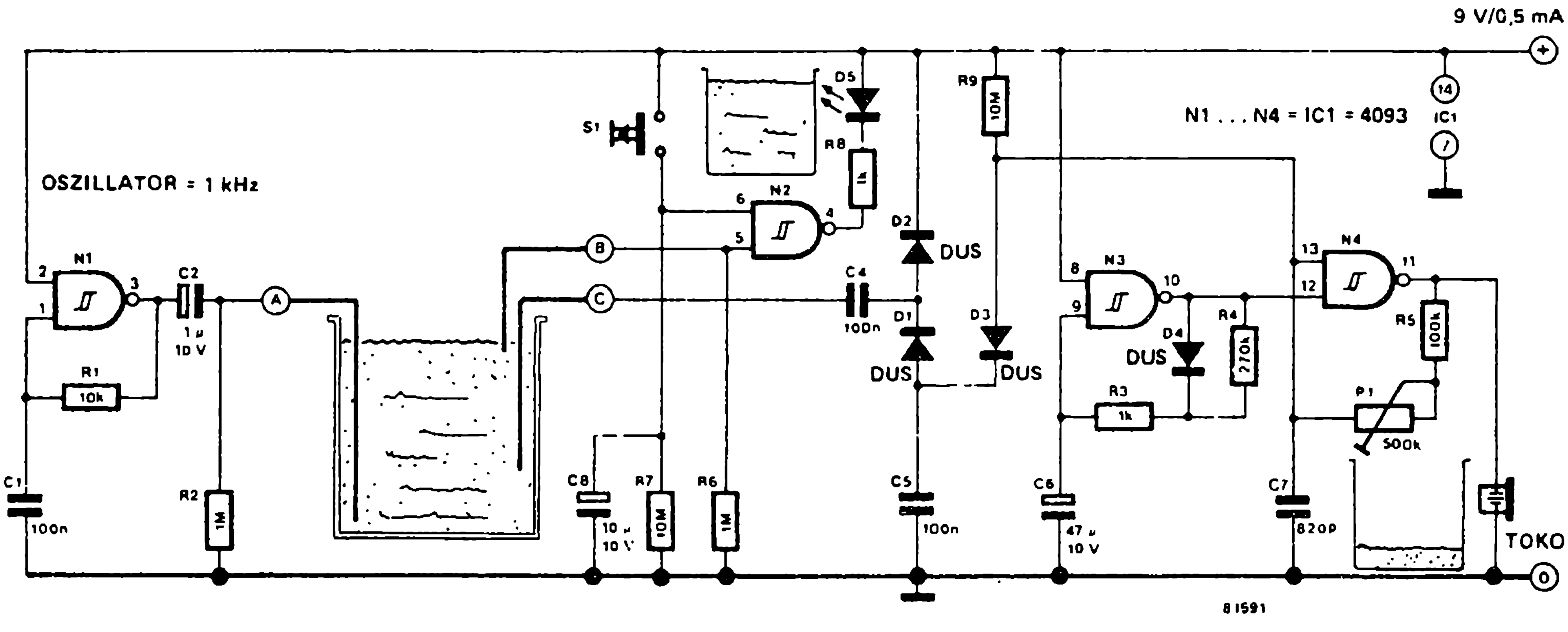
287 *Alarmă hidro*

Hidrocultura este un concept cunoscut de multă vreme tuturor iubitorilor de flori. În special acelora pentru care stropitul des, aproape zilnic, este prea complicat. La hidrocultură se intervine doar săptămânal sau chiar mai rar; planta absoarbe după necesități apa de care are nevoie. Trebuie totuși să fim atenți: dacă rezervorul de apă se golește, trebuie umplut din nou. În caz contrar, după câtva timp se usucă și cele mai frumoase hidroculturi. Montajul prezentat aici semnalizează la timp că trebuie completată rezerva de apă și împiedică pierderea unor plante frumoase, care pot fi și scumpe.

Cum lucrează montajul? Triggerul Schmitt N1 funcționează ca oscilator și produce o frecvență de circa 1 kHz. Dacă în rezervor este încă suficientă apă, atunci tensiunea alternativă ajunge de la electrodul A la electrodul C. După redresarea cu diodele D1 și D2, la pinul 13 al lui N4 ajunge prin D3 un „0" logic. Prin aceasta, oscilatorul de sunet N4 și buzerul sunt deconectate.

Dacă nivelul apei scade într-o asemenea măsură încât electrodul C nu mai este în contact cu apa, atunci se suspendă blocarea lui N4 și buzerul începe să sune la intervale regulate. Durata alarmei este determinată de oscilatorul N3 și de condensatorul C6. O altă valoare pentru C6 înseamnă o altă durată pentru alarmă.

Alarma încetează imediat ce se umple rezervorul și electrodul C este din nou în contact cu apa. La umplere, nivelul apei nu trebuie să urce prea mult. Această sarcină o îndeplinește triggerul Schmitt N2. Dacă se acționează tasta S1 înainte de umplere, LED-ul D5 se aprinde imediat ce apa ajunge la electrodul B. D5 se stinge



după circa 10 s, pentru a nu încărca prea mult alimentarea. Acest timp este mai lung dacă se mărește valoarea lui C8.

Ca electrozi se pot utiliza bucăți de sârmă. Deoarece supravegherea nivelului se face cu tensiune alternativă, oxidarea electrozilor este redusă.

Tensiunea de alimentare poate fi cuprinsă între 5 și 15 V. Dacă se alege o tensiune de alimentare mai redusă decât cea dată, de 9 V, atunci suprafața electrodului C trebuie să fie cu mult mai mare decât cea a electrodului B. Acest lucru este necesar deoarece există pierderi ale semnalului de la electrodul C în diodele D1 ... D3.

288 *Comutator pentru diferențe de temperatură*

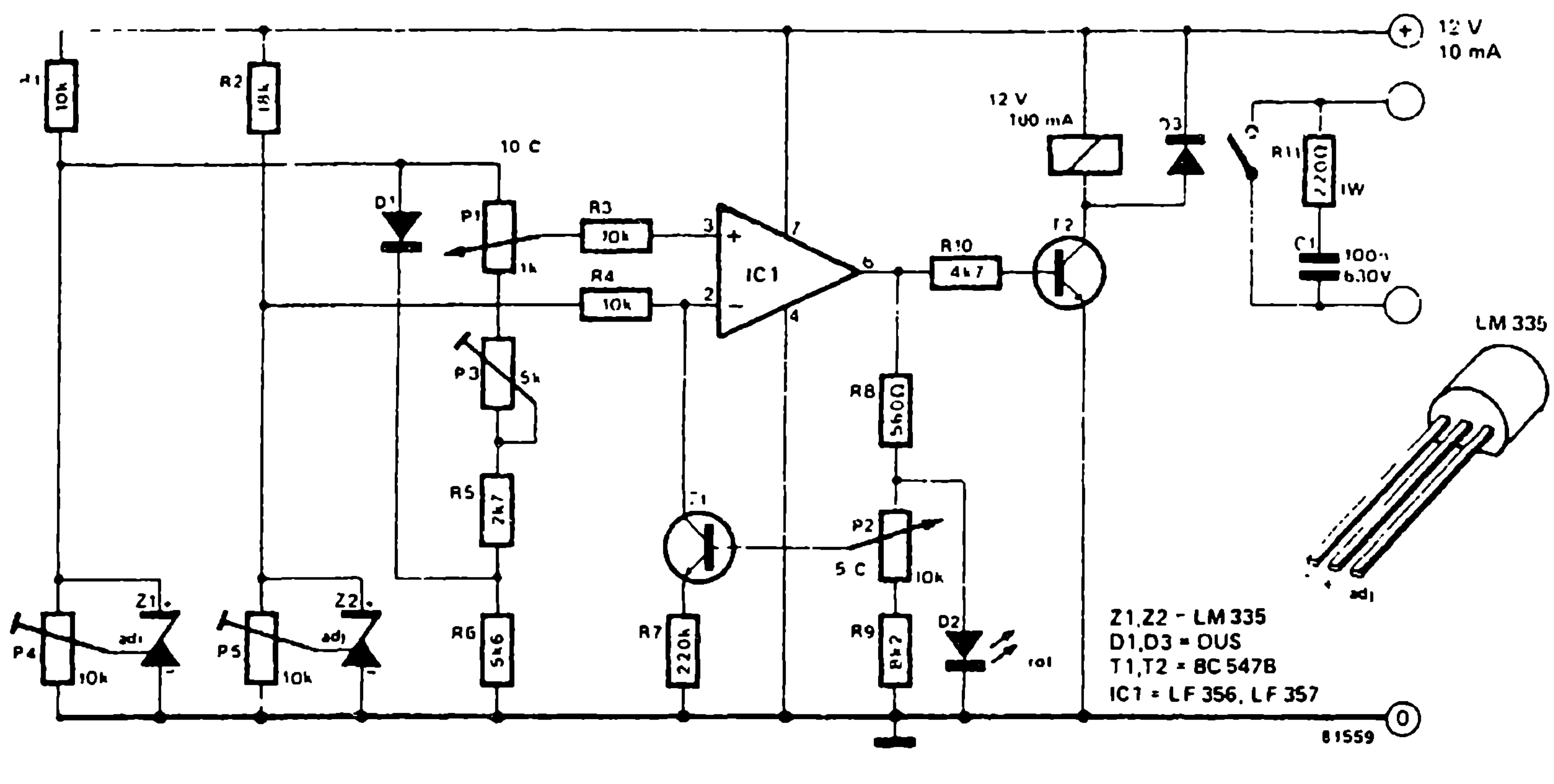
Utilitatea acestui montaj crește odată cu prețul energiei. Acest comutator poate măsura temperaturile în două locuri diferite și, în funcție de diferența dintre ele, să conecteze sau să deconecteze un releu. Poate fi deci utilizat foarte bine pentru comanda încălzirii. Asemenea comutatoare sunt folosite și în instalațiile de utilizare a energiei solare. Comanda pompei de încălzire, publicată în Elektor în noiembrie 1980, poate fi de asemenea simplificată cu acest montaj. Un senzor de temperatură în circuitul de întoarcere și un altul, cât mai aproape de circuitul de apă caldă, dau informațiile necesare pentru punerea în funcțiune a pompei.

Secretul montajului este că atât diferența de temperatură dorită cât și histerezisul se pot regla complet independent una de altul și nu se influențează reciproc. În afară de aceasta, reglajele sunt aproape liniare, astfel încât potențiometrele pot fi înzestrate ușor cu o scală precisă. Un LED indică anclanșarea releului.

Drept senzori de temperatură servesc două circuite integrate de tipul LM 335. Acest circuit integrat este echivalent, prin comportamentul său, unei diode Zener, a cărei tensiune de stabilizare crește cu 10 mV/°K. La temperatura camerei (20°C), tensiunea măsoară deci 293°K·10 mV/°K = 2,93 V.

Deoarece senzorii de temperatură au o intrare de „echilibrare", tensiunea calculată mai sus poate fi reglată ușor. Împrăștierea valorilor caracteristice este posibilă întotdeauna. Se poate lăsa o intrare de echilibrare deschisă și apoi să se regleze tensiunea de ieșire a celuilalt senzor în funcție de aceea a celui neechilibrat. Rezultă o simplificare importantă a procesului de echilibrare.

Tensiunile senzorilor sunt comparate între ele de amplificatorul operațional IC1. Acest circuit integrat este conectat pe rol de comparator. Dacă temperatura lui Z1 devine mai mare decât cea a lui Z2, atunci LED-ul se aprinde și releul anclanșează. Dacă P1 nu este rotit până la zero, atunci se poate comuta abia la o tensiune mai ridicată decât cea de la Z1. Un mic calcul arată de ce pe D1 există o cădere



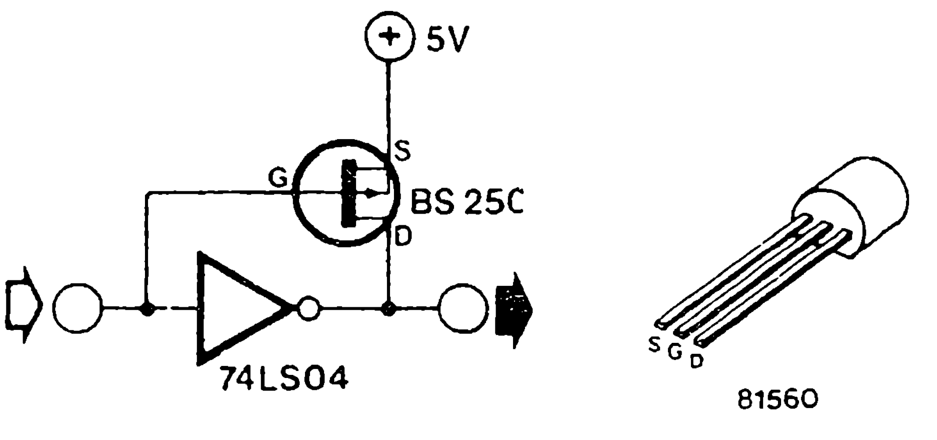
de tensiune de circa 0,6 V. Prin aceasta, pe P1 rămâne o cădere de tensiune de aproximativ 100 mV, ce corespunde la 10°C. Domeniul de reglaj al lui P1 măsoară deci 10°C. Acesta poate fi reglat precis cu P3. Dacă P1 este rotit complet, atunci Z1 trebuie să fie deja cu 10°K mai cald decât Z2 pentru ca releul să conecteze.

Dacă pompa este conectată, atunci se poate întâmpla să deconecteze din nou din cauza curentului de apă introdus. În acest moment scade de exemplu temperatura colectorului solar. Acest efect nedorit se înlătură prin introducerea în montaj a unui histerezis. El se reglează cu ajutorul lui P2 la maximum 5°K. Cu P2 în poziție de mijloc și cu P1, de exemplu, la 5°K, releul anclanșează la o diferență de temperatură de 5°K și declanșează din nou la o cădere de temperatură de 2,5°K. Atunci când cursorul lui P2 este în poziția superioară, histerezisul este maxim. D2 este un LED roșu cu o tensiune de străpungere de circa 1,3 V. Tensiunea de alimentare nu este critică și poate diferi cu câtiva volți în plus sau în minus față de valoarea de 12 V. Acest montaj se conectează la un releu de 12 V care, din cauza lui T2, poate absorbi maximum 100 mA. Pentru alte caracteristici nominale ale releului (tensiune, curent) poate fi necesară o altă dimensionare.

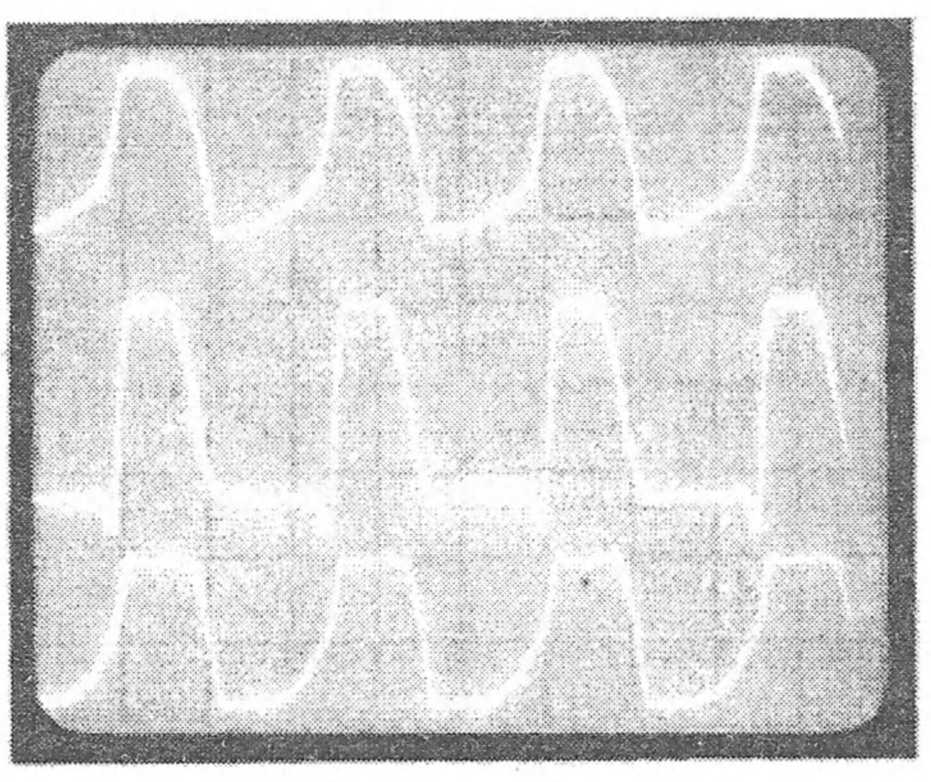
Montajul poate fi utilizat și ca termometru. În acest caz, tensiunea este măsurată simplu, printr-un senzor. Celălalt potențial al aparatului de măsură trebuie să fie foarte stabil la o valoare de 2,73 V (corespunzătoare pentru 0°C).

289 *Circuit pentru îmbunătățirea fronturilor semnalelor TTL*

În prezent, montajelor TTL li se impun condiții adeseori exagerate. Extrem de critică este situația când sarcina capacitivă la ieșire este deosebit de mare și se comandă prin ea circuite integrate MOS. Circuitele integrate MOS nu constituie o sarcină capacitivă mare, însă starea „1" la TTL este tocmai la limita inferioară a ceea ce circuitele MOS încă recunosc a fi starea „1".



Din fotografie se poate observa ușor felul cum o sarcină capacitivă, în acest caz 220 pF, acționează asupra semnalului. Fronturile negative încă sunt acceptabile, deoarece o ieșire TTL permite trecerea unui curent la masă mai mare decât livrează ea din tensiunea de alimentare pozitivă. Curentul pozitiv crește desigur cu tensiunea de ieșire, astfel încât frontul pozitiv se aplatizează în aceeași măsură. Pentru circuitele integrate MOS această evoluție este destul de nedorită, deoarece fabricanții unor asemenea circuite pretind ca pragul de comutare să fie la circa jumătate din tensiunea de funcționare. Apare astfel o întârziere considerabilă, de circa 40 ns. În afară de aceasta, frontul plat la intrare are ca urmare un front la ieșire necorespunzător.



În fotografie se poate vedea că este posibilă o pantă mai mare a fronturilor, cu o rezistență la ieșirea tensiunii de alimentare, o așa-zisă rezistență „pull-up". Desigur, nivelul „0" este împins acum în apropierea domeniului interzis.

O rezolvare ideală a acestei probleme se realizează cu ajutorul modernelor VFET. În timpul flancului pozitiv VFET-ul sprijină în egală măsură ieșirea TTL. Rezultatul (vezi mijlocul fotografiei) vorbește de la sine: nivelul maxim este egal cu tensiunea de alimentare, iar frontul crescător este „superabrupt", în ciuda sarcinii capacitive.

Osciloscopul a fost reglat după cum urmează: 2 V/div. vertical, 100 ns/div. orizontal. Semnalul a avut o frecvență de 4 MHz!

290 *Releu de timp cu constantă mare*

Circuitul integrat 555 s-a dovedit de mult apt pentru realizarea timpilor de comutare lungi. Ca alternativă simplă și fiabilă, se poate micșora frecvența unui oscilator „lent" al divizoarelor binare într-o asemenea măsură încât să rezulte o durată a perioadei de mai multe ore.

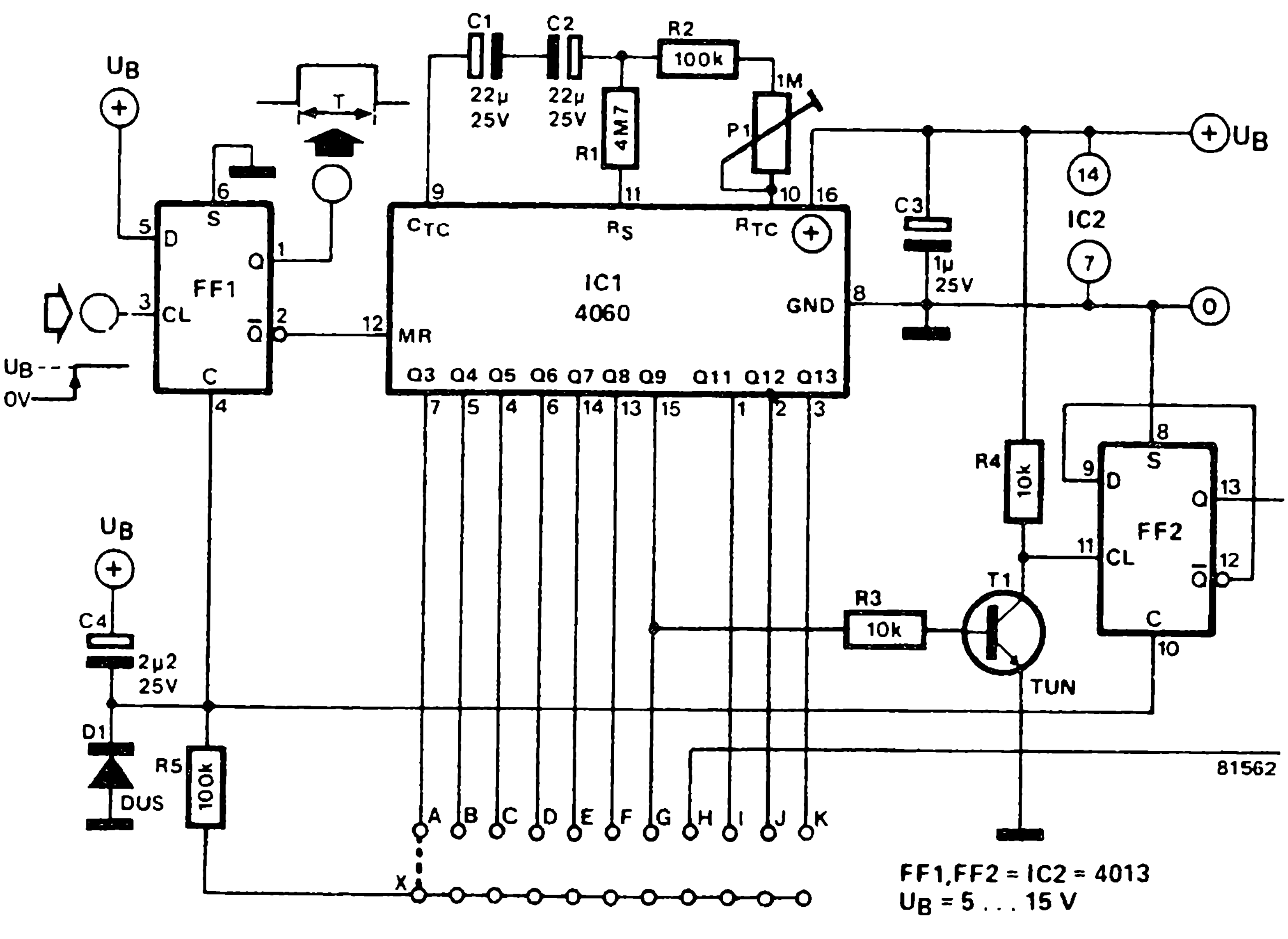
Deoarece perioada se dublează după fiecare etaj de divizare, sunt suficiente relativ puține multivibratoare pentru a ajunge de la o frecvență relativ mare, în domeniul perioadelor lungi. Frecvența oscilatorului și perioada releului sunt întotdeauna într-un raport fix, datorită divizării exacte, astfel încât poate fi obținut orice interval de timp (și săptămâni, luni sau chiar ani) printr-o modificare neînsemnată a frecvenței.

Divizorul cu mai multe etaje CD 4060 se pretează, din acest motiv, la construcția unui asemenea „releu alternativ", deoarece el conține deja un oscilator care, prin componentele sale exterioare, îi determină frecvența. Cu C1, C2, R1, R2 și P1 se poate varia perioada oscilatorului între 2,5 și 25 s.

Deoarece între ieșirea celui de al optulea multivibrator și intrarea celui de al nouălea există doar o legătură internă, frecvența la ieșirea celui de al șaptelea divizor trebuie împărțită prin T1 de un circuit integrat suplimentar exterior.

Releul poate fi pornit printr-un front pozitiv aplicat la intrarea de tact a multivibratorului 1. Stările „1" și „0" logic, de lungimi diferite, apar alternativ la ieșirile A ... K ale lui IC1 cu perioada stabilită prin divizoarele binare.

O legătură între ieșirile divizoarelor și pinul „clear" al multivibratorului face posibilă oprirea



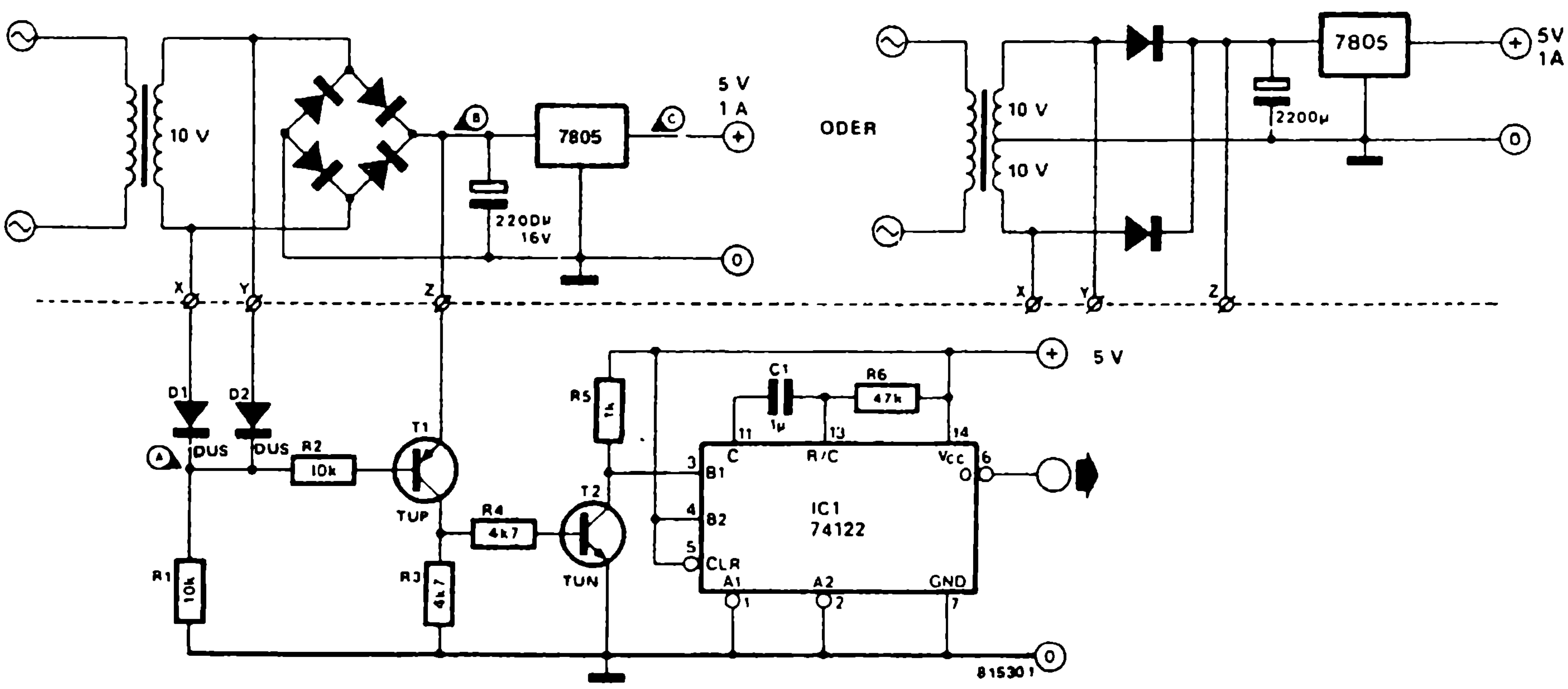
numărătorului exact atunci când informația „1" logic apare la ieșirea corespunzătoare. De-abia un nou semnal de start pune numărătorul din nou în funcțiune. La o legătură între A și X este posibilă o temporizare între 20 secunde și 3 1/2 minute. Temporizarea poate fi calculată printr-o formulă simplă pentru fiecare ieșire a divizorului. Notăm cu T durata temporizării și cu M factorul de divizare egal cu 2^n (n este numărul ieșirii, adică A = 1, B = 2 ș.a.m.d., plus numărul 2, deoarece frecvența oscilatorului la ieșirea A este împărțită în raportul 1/8).

$T = (M - 0{,}5)\cdot(R2 + P1)\cdot 25\cdot 10^{-6}$ s/Ω

Dacă se introduce ieșirea K în formulă ($M = 2^{13}$), atunci se obține timpul maxim de temporizare de 60 de ore! În timpul lucrului, la ieșirea Q a multivibratorului 1 predomină starea „1" logic, care poate fi utilizată pentru scopuri de comandă.

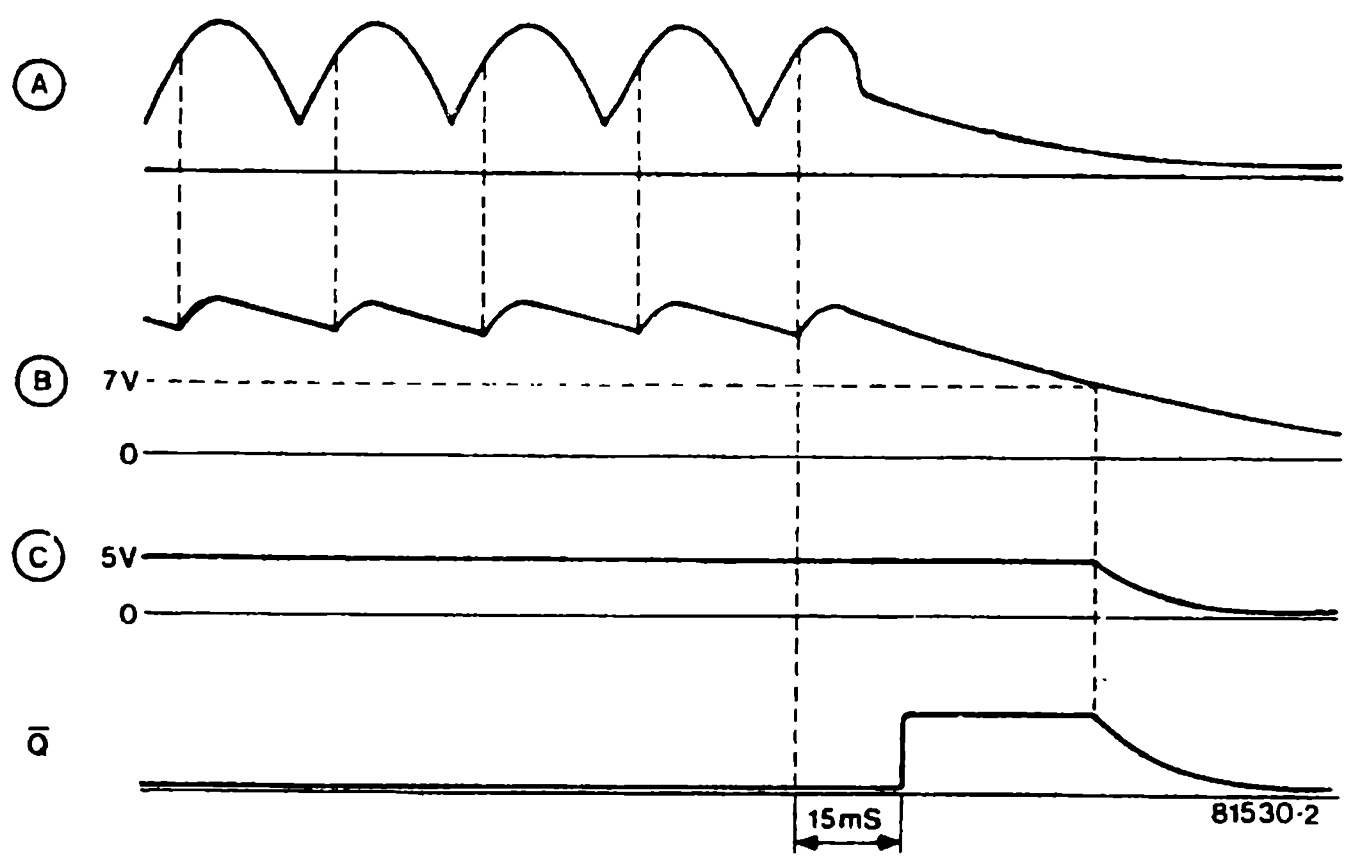
291 *Preavertizare pentru căderea tensiunii*

1



Acest montaj este capabil să avertizeze cu puțin timp înainte de căderea tensiunii de alimentare și poate aduce servicii utile, între altele, în legătură cu sisteme de microcalculatoare. La căderea tensiunii de rețea montajul furnizează un semnal „1" logic cu puțin timp înainte de oprirea tensiunii de funcționare de 5 V a sistemului. Această preavertizare poate fi suficientă

2

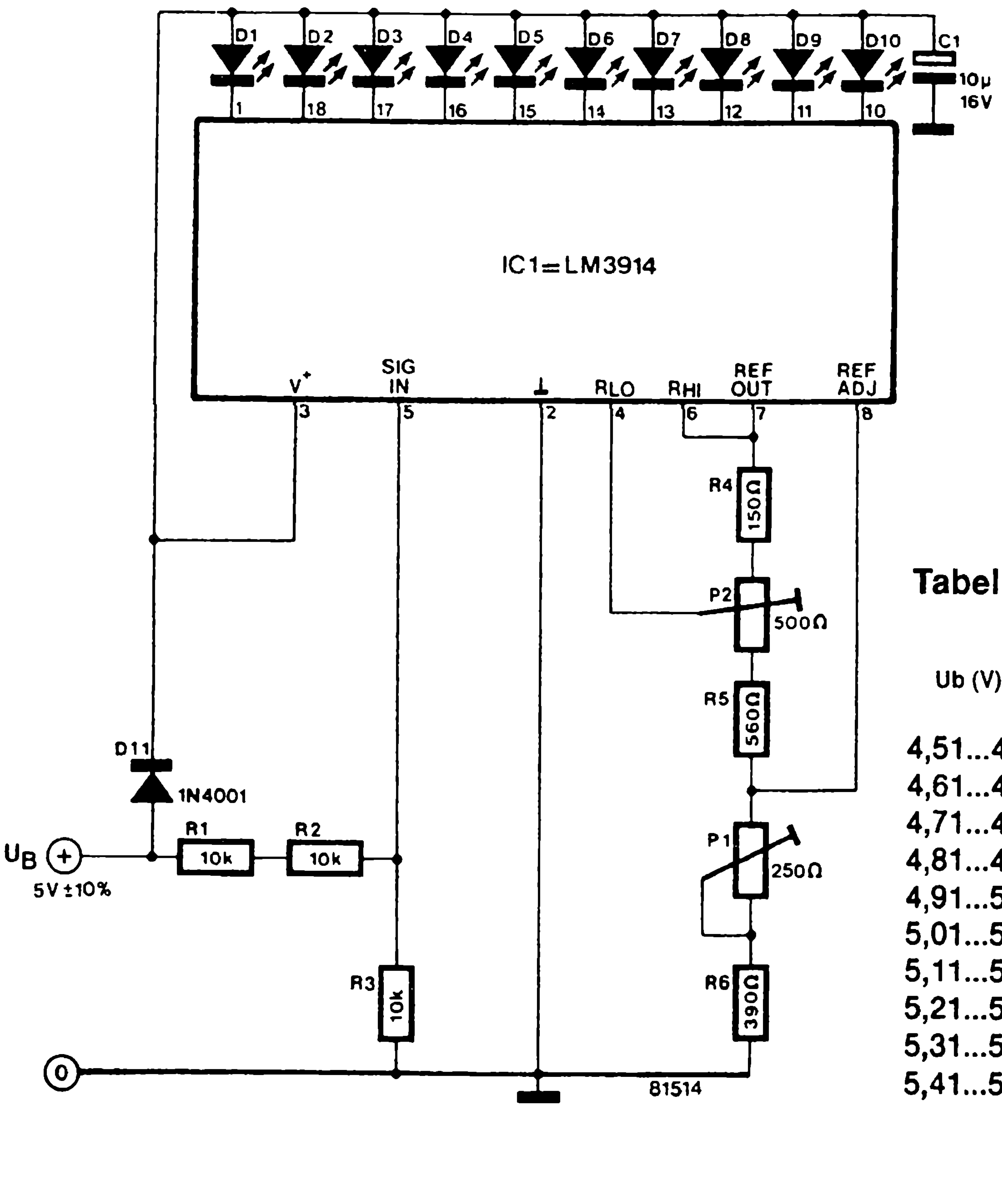


pentru a se lua măsurile necesare, de exemplu pentru salvarea conținutului registrelor cu ajutorul unui RAM LOW POWER alimentat cu baterii.

În schema montajului se recunosc deasupra liniei întrerupte două exemple pentru obișnuitul alimentator de 5 V, care se pretează la conectarea preavertizorului de cădere a tensiunii. Funcționarea: în punctul B se găsește tensiunea de alimentare nestabilizată, în punctul A – tensiunea secundară redresată a transformatorului. Așa cum se poate recunoaște din fig. 2, tensiunea în punctul A este, la fiecare 10 ms, mai mică decât tensiunea în punctul B. Prin aceasta, tranzistorul T1 și, ca urmare, și T2 sunt excitate periodic, monostabilul IC1 primește continuu impulsuri trigger. Deoarece constanta de timp a monostabilului este de circa 15 ms, ieșirea $\overline{Q}$ rămâne pe „0". Dacă tensiunea de rețea cade, atunci tensiunea în punctul A scade imediat sub valoarea tensiunii în punctul B. Datorită capacității de înmagazinare a condensatorului de încărcare, punctul B mai furnizează tensiune un timp. IC1 însă nu mai primește nici un impuls trigger, după cel mult 15 ms ieșirea $\overline{Q}$ trece în starea „1" și avertizează astfel înainte de inevitabilul „black out" al alimentatorului.

292 Lupă de tensiune cu LED-uri pentru alimentatoare de 5 V

Alimentarea montajelor TTL și a sistemelor microcomputer este critică în cele mai multe cazuri. O oscilație a tensiunii de funcționare de ±10% este totuși admisibilă. Și în acest caz este valabilă zicala: încrederea este bună dar controlul este și mai bun. Instrumentele mag-



Tabel

Ub (V)	Led aprins
4,51...4,60	D1
4,61...4,70	D2
4,71...4,80	D3
4,81...4,90	D4
4,91...5,00	D5
5,01...5,10	D6
5,11...5,20	D7
5,21...5,30	D8
5,31...5,40	D9
5,41...5,50	D10

neto-electrice nu sunt tocmai adecvate acestui scop, deoarece precizia și rezoluția lor lasă de dorit în această aplicație. Un indicator de tensiune cu LED-uri are în schimb caracteristici mai bune față de acestea. În plus, construcția devine un „joc de copil" prin utilizarea unui circuit integrat special.

Voltmetrul dă indicații într-un domeniu cuprins între 4,5 ... 5,5 V; este deci o „lupă" de tensiune. Circuitul integrat specializat LM 3914 are aproape aceleași însușiri ca și cunoscutul LM 3915 (vezi Elektor, ianuarie 1981, pag. 58). Singura deosebire este că LM 3914 prezintă o variație liniară a tensiunii de ieșire pentru comanda șirului de LED-uri. Lanțul de rezistențe la ieșirea montajului este format din 10 rezistențe egale de câte 1 kΩ.

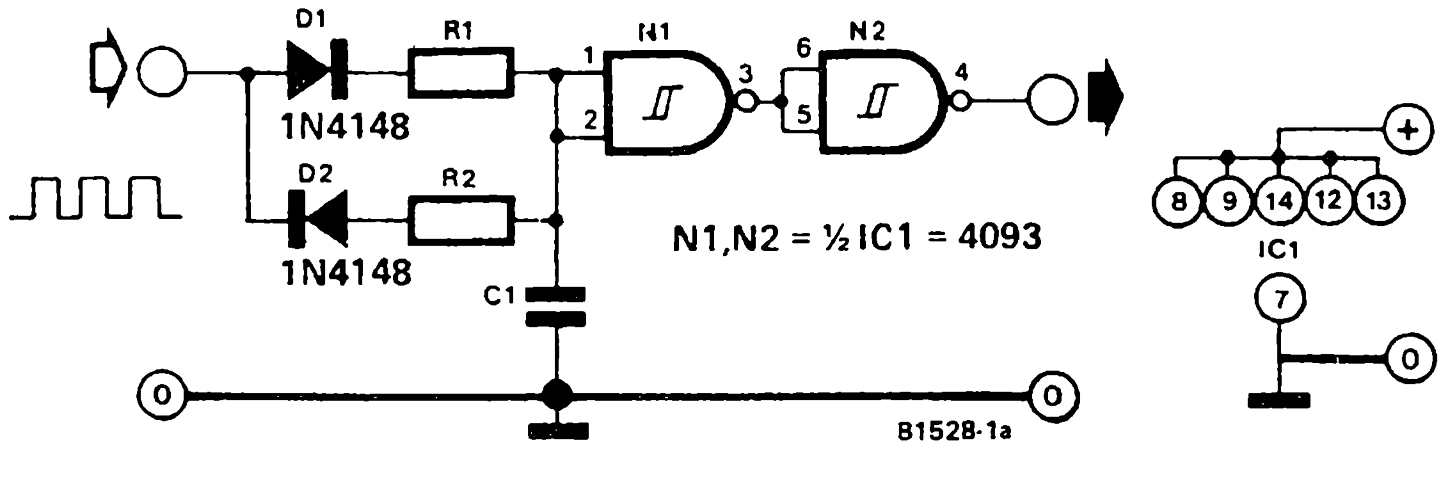
Cu P1, P2 și R4 ... R6, punctul de bază al divizorului tensiunii de ieșire are potențialul de 1,5 V, iar punctul superior – 1,8 V. Prin aceasta rezultă domeniul de indicație, dat în tabel pentru LED-urile D1 ... D10. Primul și ultimul LED ar trebui să fie roșii, pentru avertizare. Pentru a mări efectul se pot alege și alte culori.

Tensiunea de funcționare a voltmetrului cu LED-uri este identică cu tensiunea montajului de supravegheat. Voltmetrul absoarbe doar 20 mA. D11 protejează montajul voltmetrului contra conectării inverse a tensiunii de intrare.

Pentru reglare sunt necesare doar un alimentator reglabil și un DVM. Mai întâi se ajustează alimentatorul la exact 5,41 V. Voltmetrul este conectat la această tensiune, iar P1 se reglează în așa fel încât D9 și D10 să lumineze concomitent. Acum se reglează alimentatorul la 4,5 V și P2 până când D1 tocmai se aprinde. Se repetă această procedură până când reglajele nu se mai influențează reciproc.

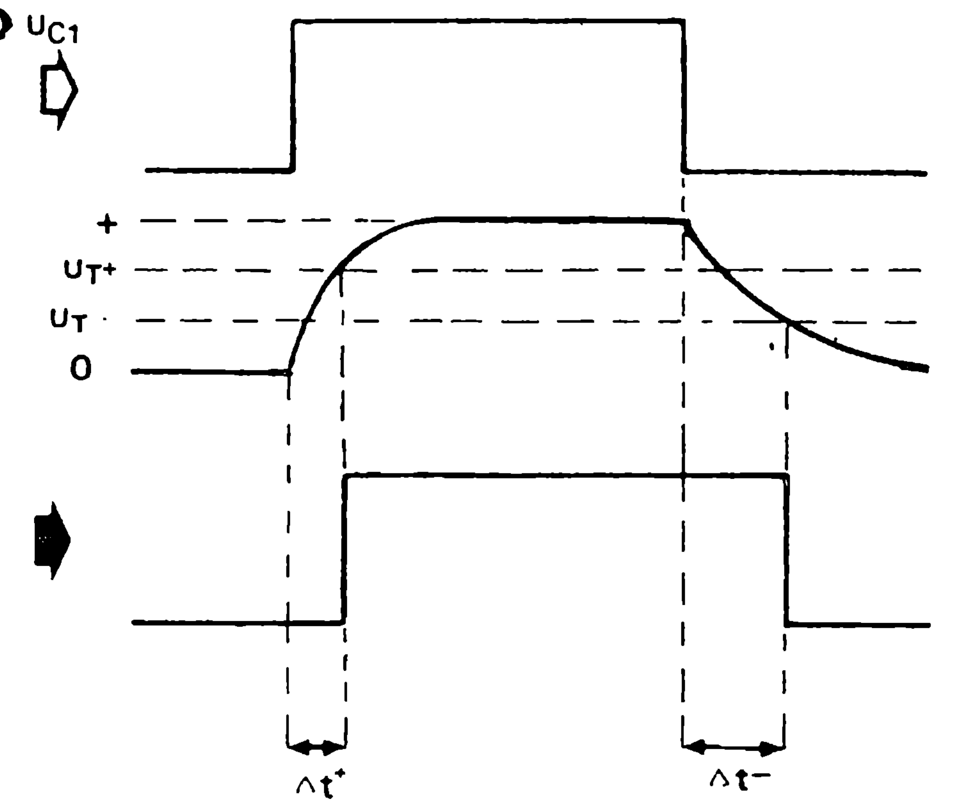
293 Decalarea reglabilă a fronturilor unui impuls

1a



Decalarea fronturilor pozitiv și negativ ale unui impuls dreptunghiular este posibilă cu numai câteva componente. În fig. 1a este prezentat montajul respectiv. În timpul frontului pozitiv al semnalului de intrare, condensatorul C1 se încarcă prin dioda D1 și rezistența R1. Pragul de comutare al triggerului Schmitt este atins abia după un anumit timp, astfel încât ieșirea trece cu o anumită întârziere de la „1" la „0" logic. Triggerul Schmitt N2 inversează semnalul de la ieșire al lui N1. Atâta timp cât tensiunea de intrare este „1" logic, tensiunea pe C1 crește până când ajunge la o valoare egală cu tensiunea de alimentare, minus tensiunea de prag a lui D1.

1b



Acum semnalul de intrare trece imediat de

Tensiunea de alimentare	Prag trigger	
U_B	U_{T+}	U_{T-}
5 V	3,3 V	2,3 V
10 V	7,0 V	5,1 V
15 V	9,4 V	7,3 V

la „1" logic la „0" logic, iar condensatorul C1 începe, odată cu frontul negativ, să se descarce prin R2 și D2. Abia atunci când tensiunea pe C1 atinge pragul trigger inferior, comută poarta N1.

Pragurile trigger ale porților N1 și N2 sunt dependente de tensiunea de alimentare aplicată. La un circuit 4093 aceasta înseamnă:
Decalajul frontului pozitiv este:

$$\Delta t^{+} = -R1 \cdot C1 \cdot \ln\left(1 - \frac{U_{T+}}{U_b - 0{,}7\ V}\right).$$

Decalajul frontului negativ este:

$$\Delta t^{-} = -R2 \cdot C1 \cdot \ln\left(1 - \frac{U_{T-}}{U_b - 0{,}7\ V}\right).$$

Prin dimensionarea convenabilă a rezistențelor R1 și R2 ca și a condensatorului C1, fiecare front poate fi decalat cu un anumit timp. Timpul maxim de întârziere al frontului pozitiv nu ar trebui totuși să fie mai mare de 80% din întreaga durată a impulsului. Aceste considerații sunt valabile și pentru frontul negativ cu pauza următoare.

Între teorie și practică există adeseori o deosebire; la fel și aici. Din cauza toleranțelor pragurilor trigger temporizarea reală poate să difere de cea calculată. Fig. 1 prezintă forma semnalului în trei puncte ale montajului: semnalul de intrare, semnalul pe condensatorul C1 și semnalul de ieșire.

294 *Tranzistor de putere ca rezistență de sarcină*

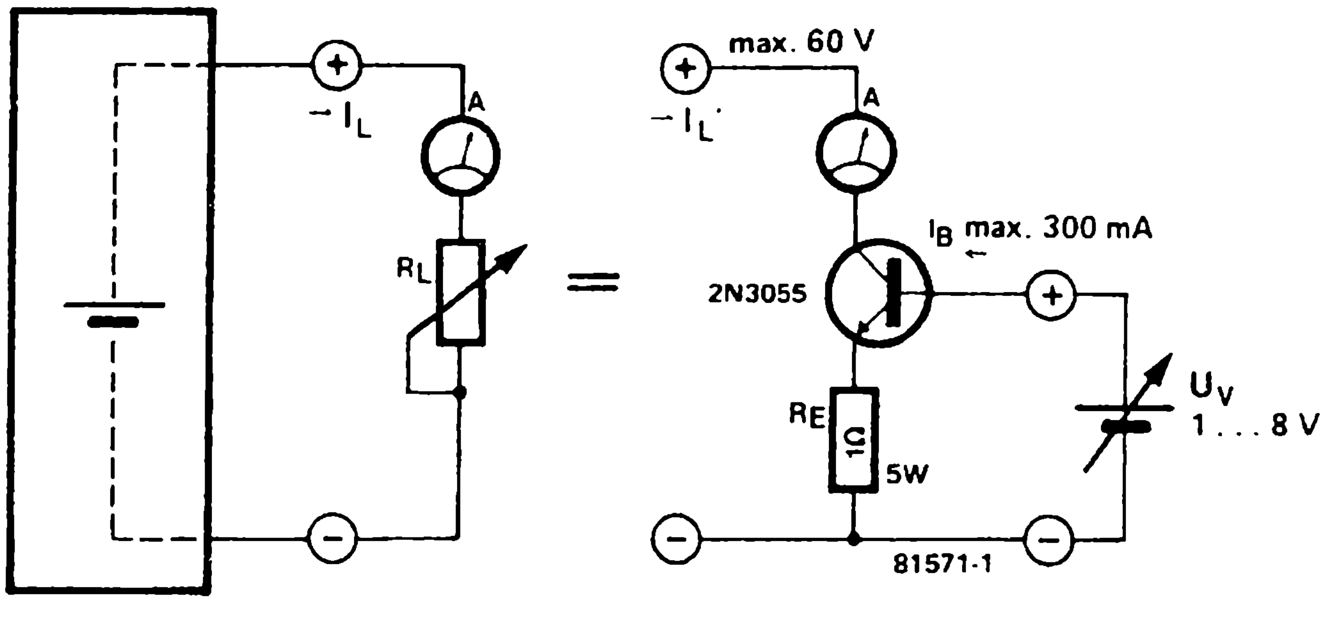
La testarea alimentatoarelor, acumulatoarelor, bateriilor și a altor componente ale alimentării în c.c., apare mereu necesitatea unei rezistențe de sarcină cu o putere suficient de mare și reglabilă după nevoi. Potențiometrele de putere se procură cu greu, iar rezistențele fixe de mai mult de 10 W nu sunt tocmai ieftine și, în plus, variația sarcinii se face foarte grosier în acest ultim caz. În această situație utilizarea unui tranzistor de putere ca rezistență de sarcină este foarte avantajoasă.

Fig. 1 arată cum un tranzistor 2N3055 cu o rezistență de emitor de 1Ω / 5 W poate servi la reducerea reglabilă a curentului. Curentul prin tranzistor poate fi reglat cu tensiunea U_V aplicată pe bază după cum urmează:

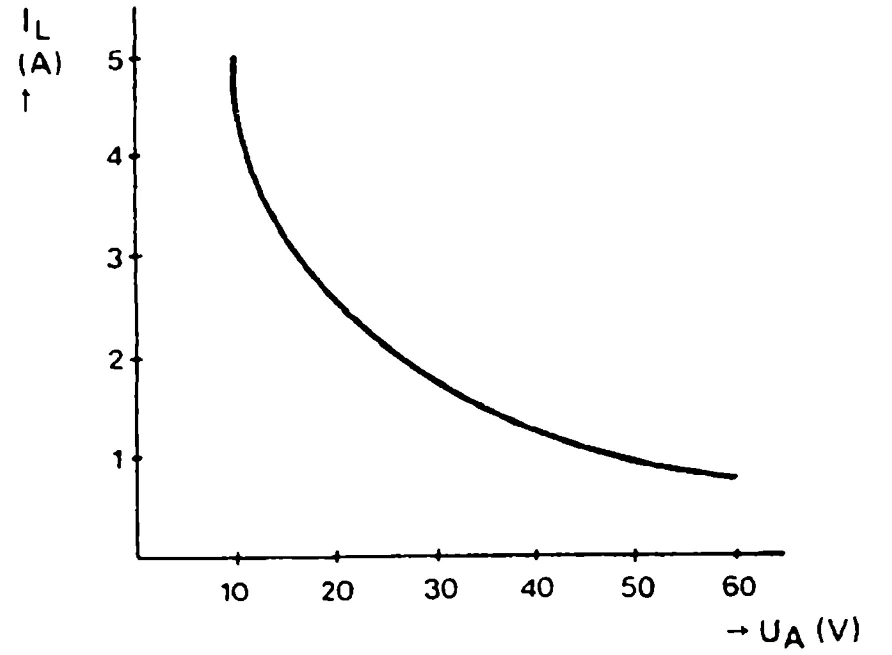
$$I_L = (U_V - U_{BE})/R_E$$

Tensiunea U_V se realizează cel mai bine cu un mic alimentator cu tensiune de ieșire reglabilă. Un radiator cu o rezistență calorică de 2 k / W permite tranzistorului 2N3055 disiparea unei puteri de circa 50 W (la temperatura mediului de circa 20°C). Diagrama din fig. 2 prezintă curenții maximi admisibili în funcție de tensiunea pe tranzistorul – rezistență de sarcină din fig. 1. Această tensiune poate fi cuprinsă între 5 și 60 V. În locul ampermetrului se poate utiliza și un voltmetru pentru măsura-

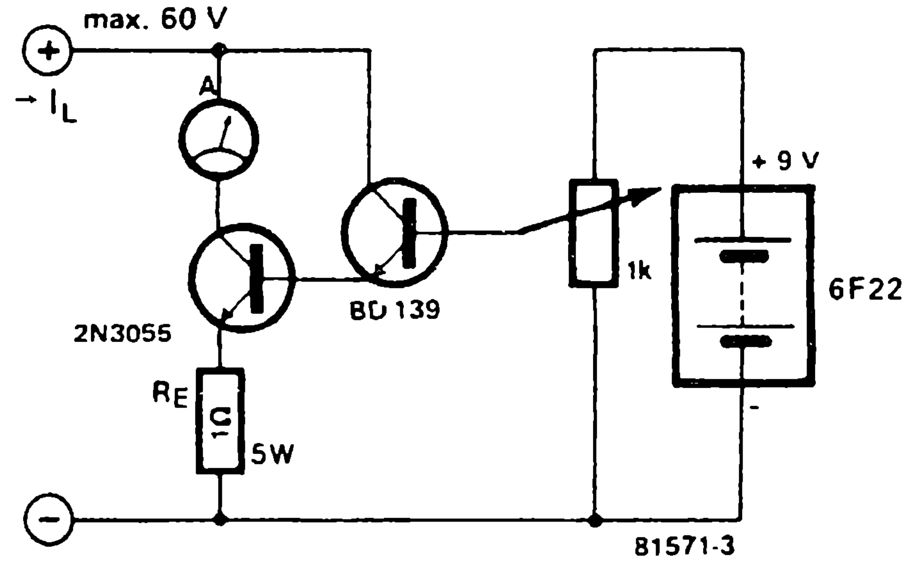
1



2



3

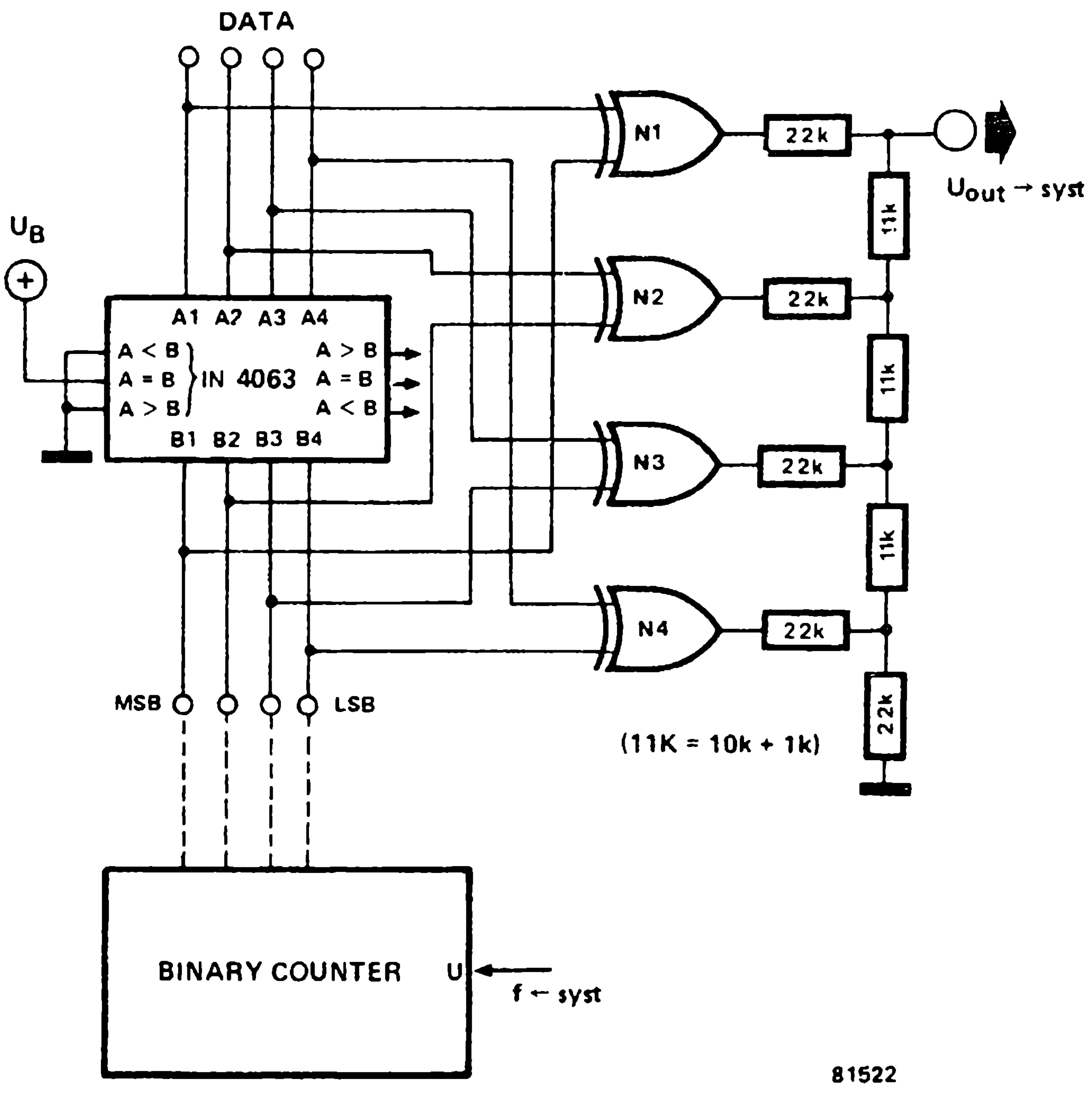


rea curentului de sarcină; căderea de tensiune pe R_E (1 Ω) măsoară 1 V / 1 A. Dacă pentru reglarea tensiunii U_V nu avem la dispoziție nici un alimentator potrivit, atunci montajul din fig. 3 poate fi utilizat cu succes. Pentru a comanda tranzistorul 2N3055 este suficientă o baterie de 9 V și un BD 139 ca amplificator de curent. Curentul de sarcină se reglează cu potențiometrul de 1 k.

295 *Comparator binar cu convertor D/A*

Reglarea turației unui motor după principiul „conectat-deconectat" este suficientă în multe situații.

În cazul în care este necesară o caracteristică de reglaj „mai liniară", montajul prezentat aici ar putea fi deosebit de interesant. Intrările comparatorului de 4 biți 4063 sunt legate împreună prin poarta EXOR în așa fel încât tensiunea de ieșire corespunde (cu o precizie de 4 biți) diferenței dintre numerele binare



aplicate intrărilor circuitului 4063. Ieșirea comparatorului poate fi utilizată între altele la conectarea unui motor sau, în cazul în care este vorba de un motor de c.c., pentru inversarea polarităților.

Un asemenea sistem de reglaj se pretează de exemplu pentru acordul automat al unui emițător, receptor sau al unei antene. Un condensator variabil cu acționare prin motor înlocuiește atunci diodele varicap, mai puțin convenabile din cauza caracteristicilor lor neideale.

296 Demodulator Kansas-City

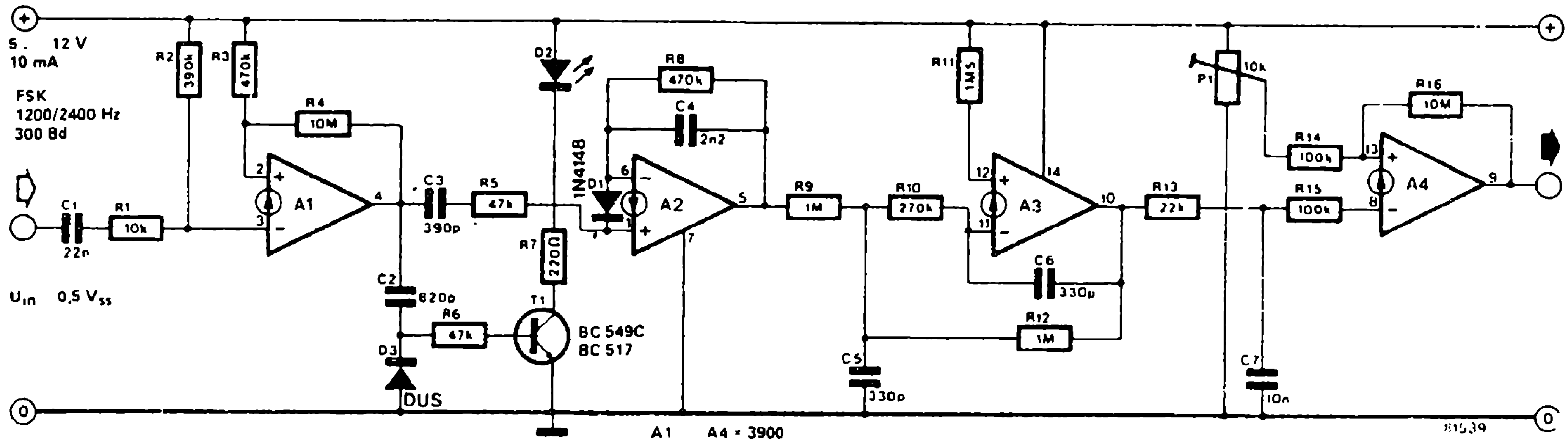
Un demodulator Kansas City este utilizat aici ca interfață casetofon în sistemele microcomputer. Există foarte multe montaje de acest gen. Cel prezentat aici are particularitatea de a utiliza o „pompă de încărcare". Nici o grijă, nu este vorba de o pompă mecanică, ci de o tehnică specială de comutare.

Mai întâi o privire de ansamblu: fiecare amplificator operațional are altă funcție. A1 lucrează în regim de comparator și formează în acest mod, din ceea ce îi este oferit de casetofon, un semnal dreptunghiular „curat". A2 este „pompa de încărcare" care convertește semnalul comparatorului, cu o frecvență de 1200 sau 2400 Hz, într-o tensiune mică sau una mare. A3 constituie un filtru trece-jos pentru semnalul decodificat. În sfârșit, cu A4 se construiește un al doilea comparator care furnizează la ieșirea sa o tensiune dreptunghiulară. Etajul constituit din T1 arată dacă semnalul de intrare este suficient de mare.

Aceasta a fost descrierea de ansamblu. O descriere detaliată este de asemenea necesară, deoarece amplificatoarele operaționale utilizate aici funcționează oarecum altfel decât de obicei. Circuitul integrat 3900 conține 4 amplificatoare care nu reacționează la tensiunile de intrare, ci la curenții de intrare. Ieșirea primului comparator A1 se găsește, de exemplu, în starea de repaus la potențialul masei. Curentul care intră pe intrarea inversoare (prin R2), este în acest caz mai mare decât cel care circulă prin intrarea neinversoare (prin R3).

Pompa de încărcare (sarcină) funcționează astfel: dacă la intrare există un semnal, atunci C4 se descarcă prin R8. Ieșirea lui A2 se găsește deci la masă. Un front pozitiv al semnalului de ieșire al comparatorului are ca urmare un scurt impuls de curent la intrarea neinversoare a lui A2 (pin C3). La fel ca la orice amplificator operațional, se instalează și aici o stare de echilibru care face ca prin intrarea inversoare să circule un curent la fel de mare. Acest curent poate trece numai prin C4. El încarcă parțial acest condensator. Cu fiecare nou impuls de curent C4 este încărcat tot mai mult, astfel încât tensiunea de ieșire a lui A2 crește în egală măsură. Condensatorul se descarcă din nou prin R8. Cu cât pătrund mai multe impulsuri, cu atât devine mai mare tensiunea de ieșire a „pompei de încărcare". Fronturile negative ale semnalelor de ieșire ale comparatorului contribuie și ele prin D1 la încărcarea lui C4 și, cu aceasta, la mărirea tensiunii de ieșire a lui A2.

A3 este un filtru trece-jos activ. Frecvența critică este astfel aleasă, încât ea este mai mare decât frecvența de 150 Hz a semnalului



apărut. Pentru lămurire, pe A3 există date cu o rată de transmisie de 300 Bd (1 Bd = 1 bit/s). La 300 Bd corespund 150 Hz!

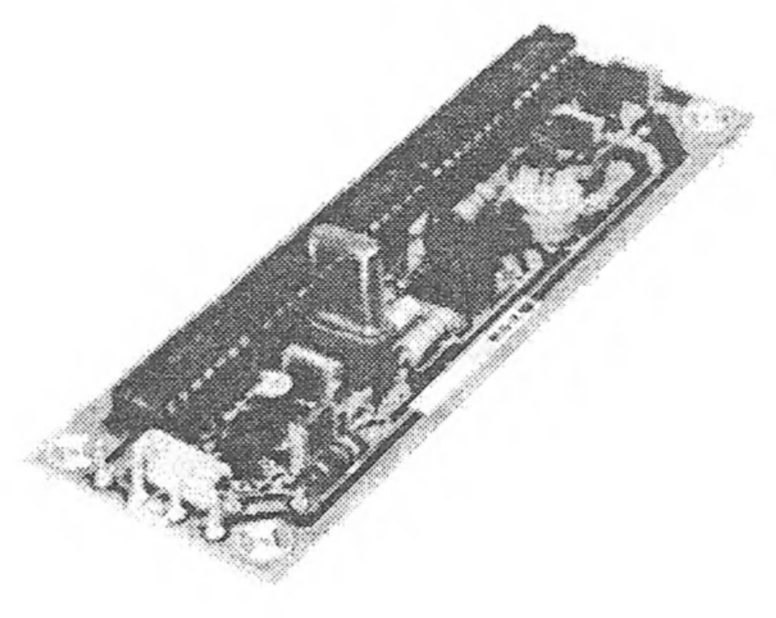
Deoarece semnalul decodificat are după filtrul trece-jos doar o amplitudine redusă, iar fronturile lui au o pantă mică, a fost introdus comparatorul A4 ca formator de impulsuri. Dacă fazele semnalului de ieșire nu coincid, atunci rezistența R14 trebuie să fie conectată la intrarea inversoare, iar R15 la intrarea neinversoare a lui A4.

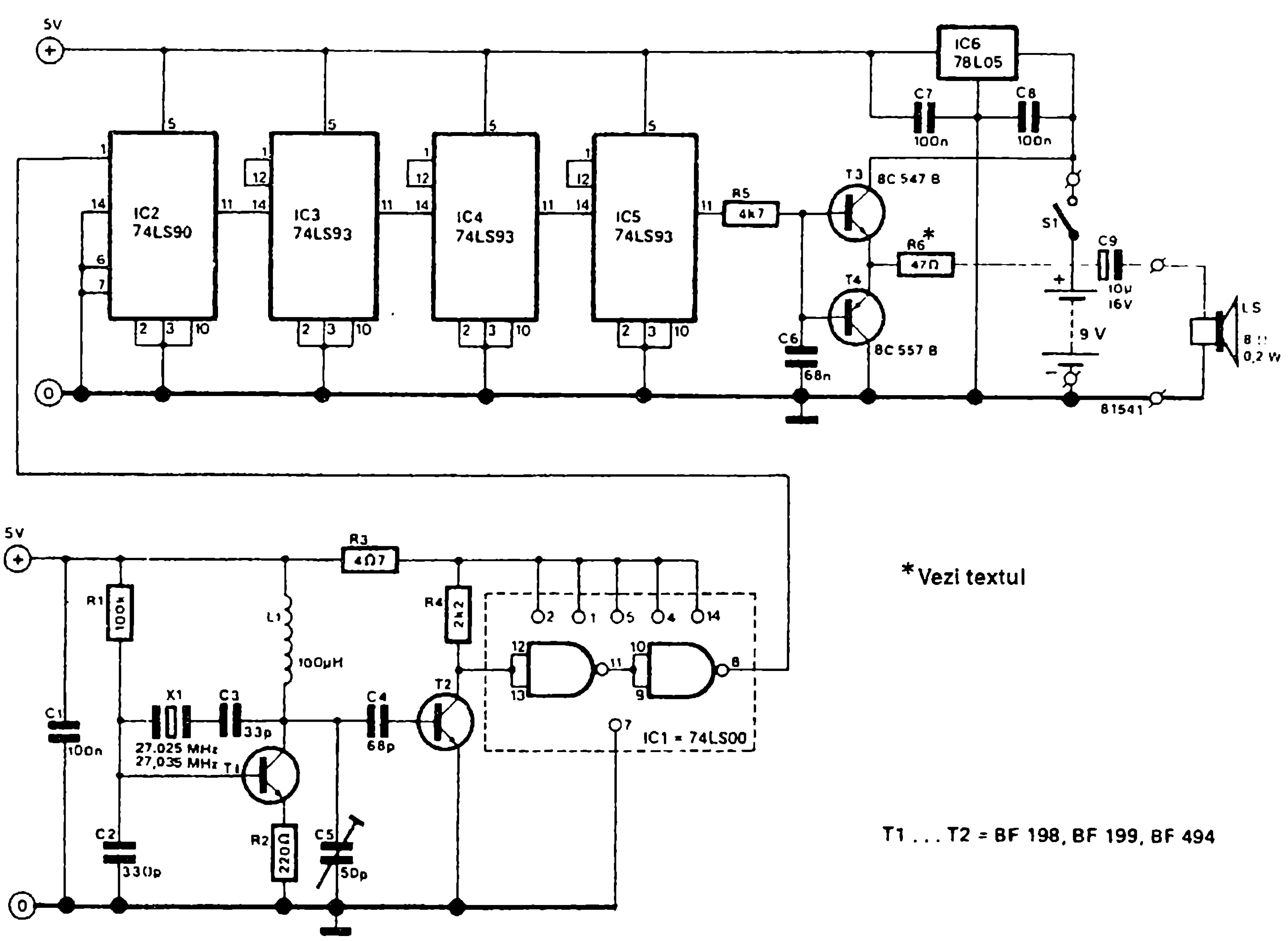
Curentul absorbit de montaj depinde de tensiunea de funcționare (aceasta din urmă ar trebui să fie la fel de mare ca și cea a montajului următor).

P1 se reglează în așa fel încât stările „0" și „1" logic să fie la fel de „lungi" la un semnal de intrare format din 8 perioade cu 2400 Hz și 4 perioade cu 1200 Hz. Acest model de impuls poate fi produs ușor, prin modulator, cu ajutorul unui mic program.

297 *Diapazon cu cristal de cuarț*

Cine nu are auzul bun, nu se poate descurca fără un mijloc ajutător atunci când cântă la un instrument: adică un diapazon, camerton sau un generator electronic de 440 Hz. Oscilatoarele care generează o frecvență de 440 Hz pot fi utilizate doar în anumite condiții ca „diapazoane electronice" (de exemplu oscilator dublu T) din cauza lipsei de stabilitate în frecvență; de aceea, un oscilator oferă rezolvarea optimă a problemei. Cristalele CB sunt ieftine și pot fi procurate relativ ușor din comerț. Cuarțul emițător din canalul 7 al benzii CB (27,035 MHz) oscilează cu o frecvență fundamentală de





Lista de componente

Rezistențe

R1 = 100 k
R2 = 220 Ω
R3 = 4,7 Ω
R4 = 2k2
R5 = 4k7
R6 = 47 Ω* vezi textul

Condensatoare

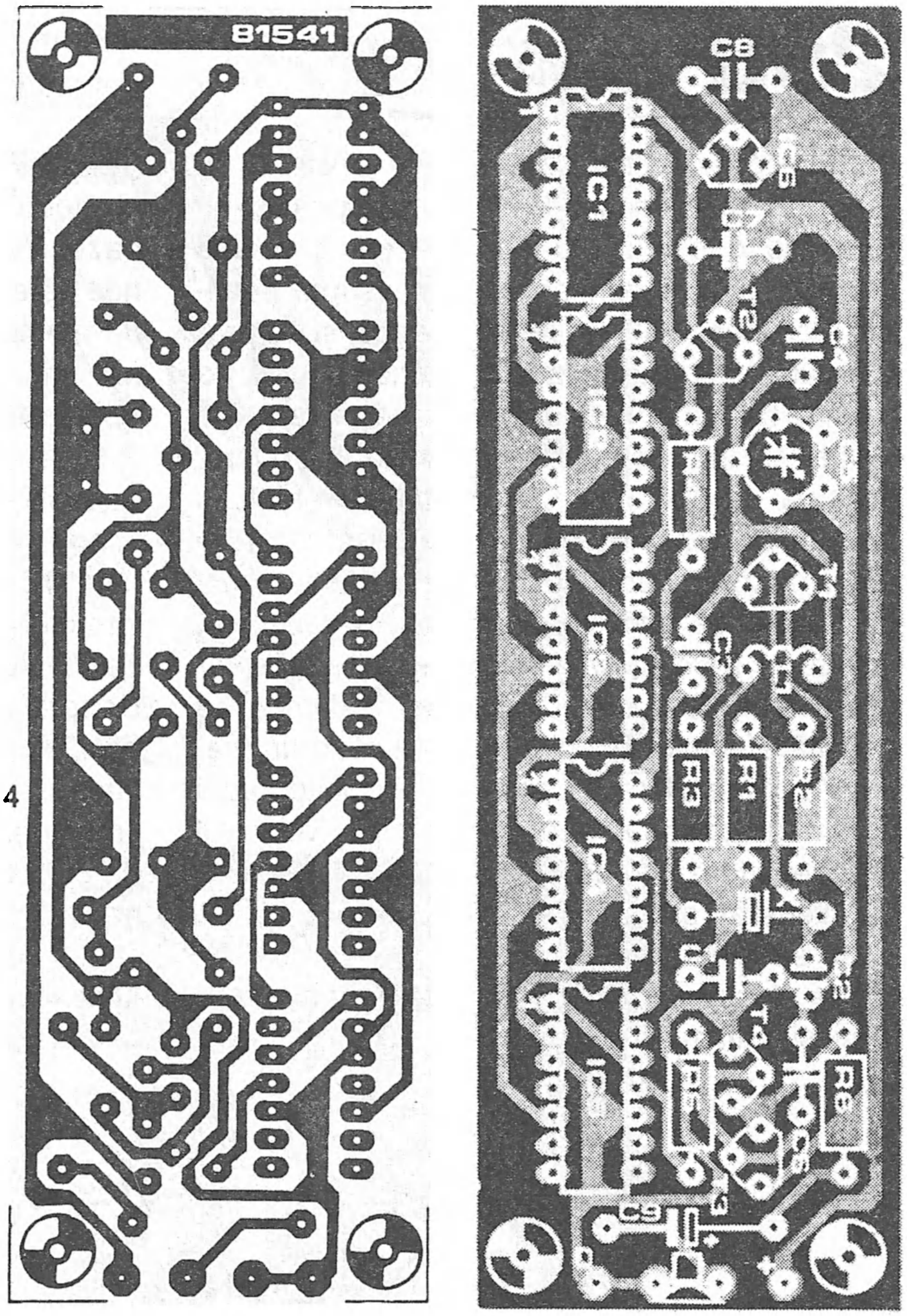
C1, C7, C8 = 100 n
C2 = 330 p
C3 = 33 p
C4 = 68 p
C5 = 50 p trimer
C6 = 68 n
C9 = 10 μ / 16 V

Semiconductoare

T1, T2 = BF 198, BF 199, BF 494
T3 = BC 547B
T4 = BC 557C
IC1 = 74LS00
IC2 = 74LS90
IC3, IC4, IC5 = 74LS93
IC6 = 78L05

Diverse

L1 = 100 μH
X = cristal CB 27,035 MHz
(cu soclu)
S1 = comutator unipolar
LS = difuzor 8 Ω / 0,2 W



4

9,012 MHz, frecvență care, prin împărțire la 5 și apoi la 2^{12}, duce la o frecvență de sunet de 440 Hz. O divizare prin 2^{12} (= 4096) poate fi realizată prin conectarea a 12 multivibratoare înseriate (IC3, IC4, IC5). IC2 împarte prin 5 semnalul oscilator. T2 și IC1 servesc la formarea impulsului. Tranzistoarele T3 și T4 permit conectarea directă a unui difuzor de 8 Ω. Rezistența R6, marcată cu o steluță, influențează intensitatea sunetului și poate fi redusă până la 22 Ω. O tensiune mai mare a bateriilor și montarea difuzorului într-o carcasă – măresc de asemenea intensitatea sunetului. La o utilizare ca modul formator, generatorul de 440 Hz poate fi acționat cu ramura pozitivă a tensiunii de alimentare (15 V).

Curentul absorbit este cuprins între 40 și 50 mA. În locul difuzorului, pentru conectare la un amplificator, poate fi utilizată o mufă de JF.

Cine dispune de un numărător de frecvență suficient de precis, poate măsura frecvența oscilatorului la pinul 1 al lui IC2 sau la pinul 8 al lui IC1 și o poate acorda pe frecvența de 9,011667 MHz, cu ajutorul condensatorului trimer C5. Trimerul de 50 p poate fi adus în poziția mediană sau poate fi înlocuit printr-un condensator ceramic de 33 p. Frecvența sunetului fără etalonare este de 440,02 Hz ±0,05 Hz, adică mult mai precisă decât cea a variantei mecanice.

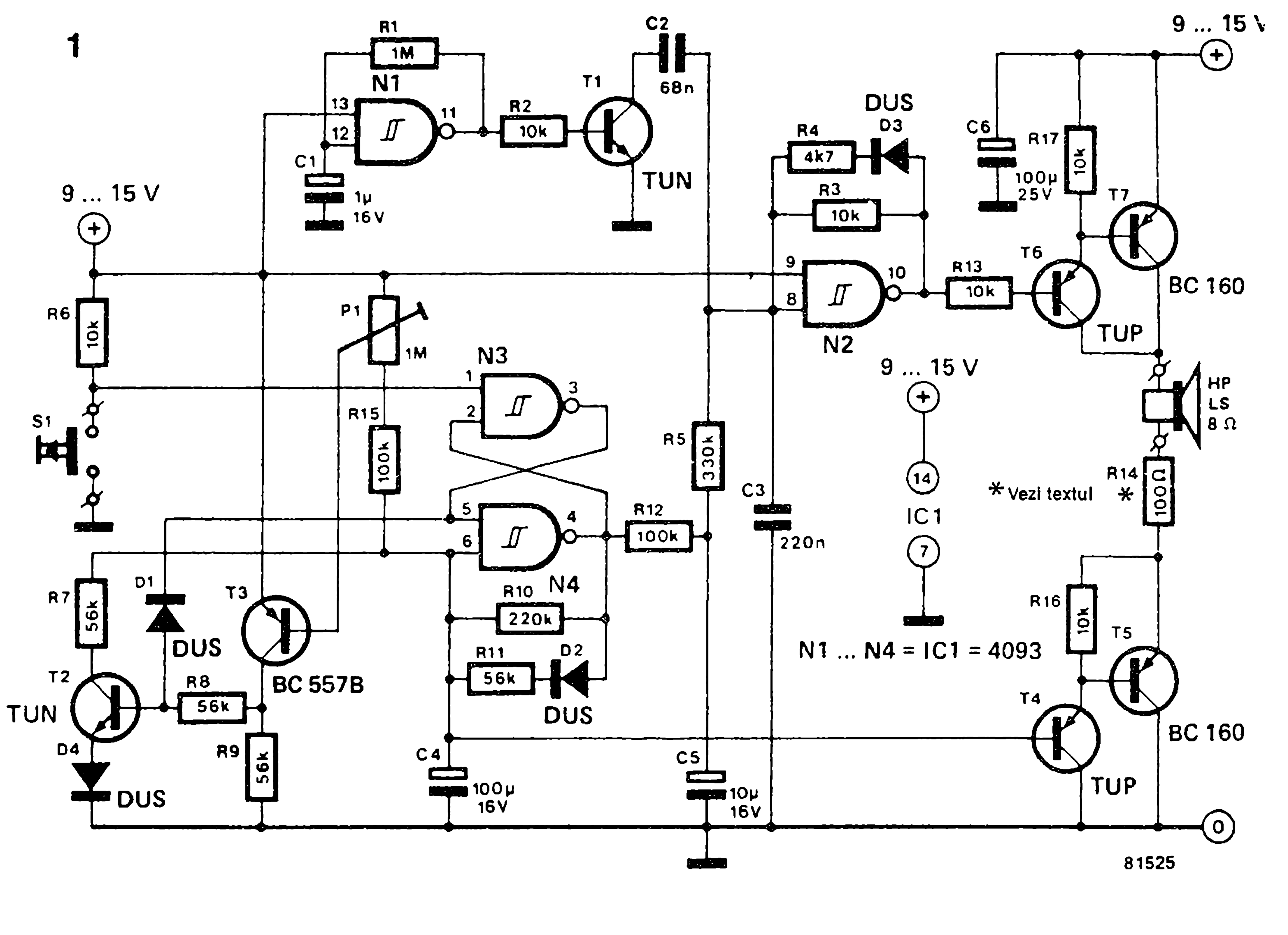
298 Sirenă HiFi

Cine citește titlul se gândește poate la un generator de semnal à la Kojak, sau poate: „nu numai la o sirenă". Urletul electronic venind parcă de pretutindeni acționează asupra nervilor. Nici sirena HiFi nu face excepție; și ea produce un sunet pătrunzător, dar unul natural: ea permite trăirea sunetului produs de o mașină a poliției echipată cu o sirenă, aflată în trecere. Aceasta se obține printr-o imitare a efectului Doppler cu ajutorul unei variații realiste a intensității sonore. Lucrurile se petrec astfel: mai întâi sirena se aude foarte încet, din depărtare. Odată cu apropierea vehiculului crește intensitatea sunetului concomitent cu înălțimea sa datorită efectului Doppler. Ambele ating un maxim în momentul trecerii pe lângă ascultător, apoi înălțimea sunetului face un salt în jos; vehiculul se îndepărtează, ceea ce are ca urmare scăderea intensității și înălțimii sunetului.

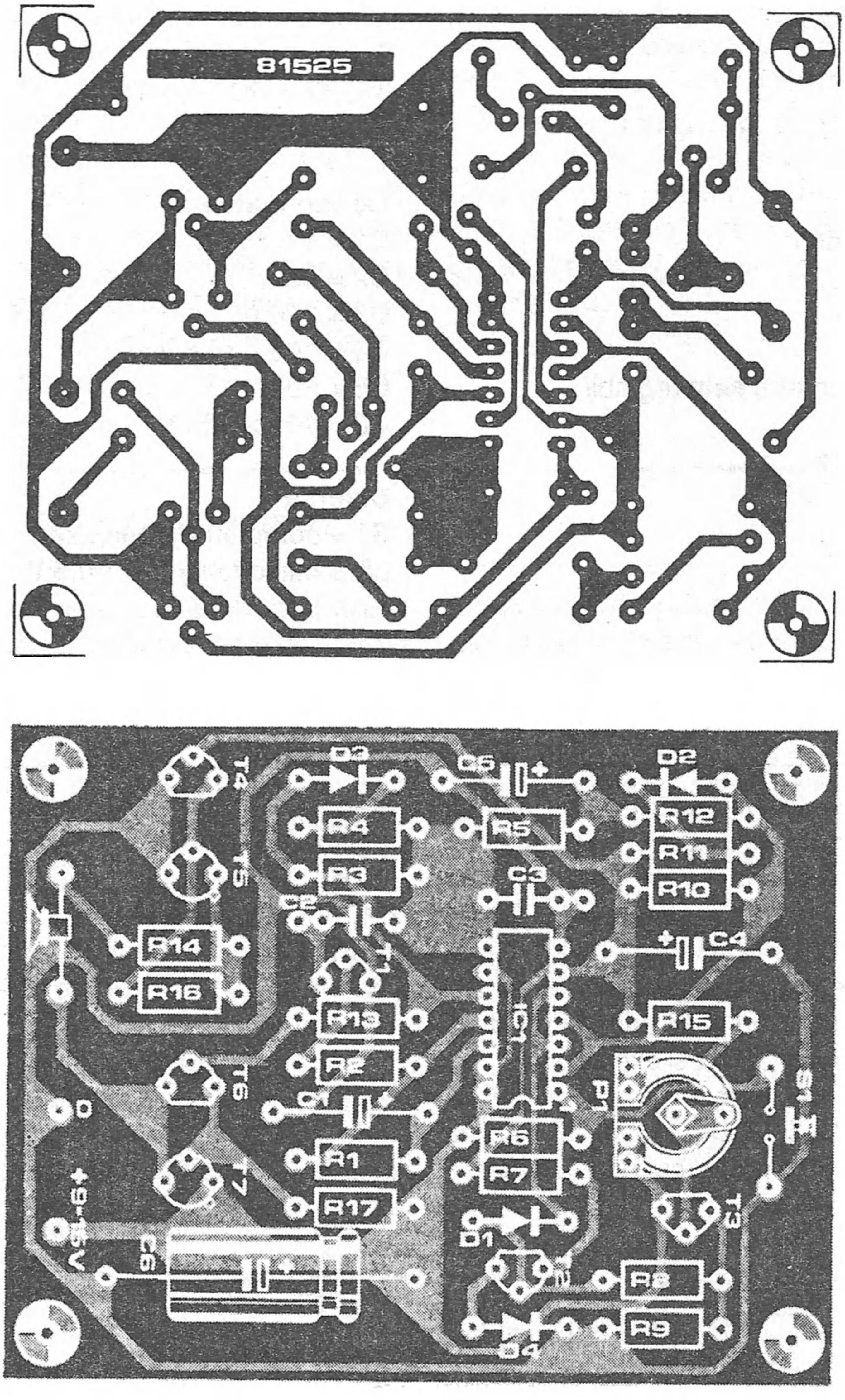
În schema montajului putem vedea cum se obține electronic acest comportament al intensității și înălțimii sunetului.

Oscilatoarele N1 și N2 constituie o sirenă cu două sunete. În stare de repaus tensiunea bazei tranzistorului T4 și, cu aceasta, și tensiunea de emitor a lui T5 sunt egale cu tensiunea de alimentare; de aceea, prin difuzor nu circulă nici un curent, totul fiind încă liniștit. Odată cu apăsarea butonului de start, scenariul acustic începe să se deruleze. Multivibratorul N3/N4 basculează, tensiunea pe condensatorul C4 scade lent. Tensiunea de emitor a tranzistorului T5 scade și ea, prin difuzor începe să circule un curent care este întrerupt periodic de T6 și T7 în tactul (cu frecvența) oscilatorului Doppler N1, N2. Odată cu scăderea tensiunii pe C4, curentul prin difuzor, respectiv intensitatea sunetului, crește continuu. După câtva timp tensiunea condensatorului atinge pragul de comutare inferior al porții N4, a cărei ieșire trece prompt în starea „1".

În acest moment intensitatea sunetului a atins maximul. Starea „1" a ieșirii lui N4 cauzează saltul tipic de frecvență, caracteristic



2



efectului Doppler, al oscilatorului N2; în plus, C4 începe să se reîncarce, producând scăderea continuă a intensității sunetului. Dacă tensiunea condensatorului atinge nivelul tensiunii de alimentare, tranzistoarele T4/T5 trec în starea de blocare iar vehiculul poliției s-a pierdut în depărtare. Tranzistoarele T1 și T2 constituie un montaj care „realizează” efectul de distanță; el are rolul de a face ca variația intensității sunetului să nu fie constantă, ci să fie lentă la început, iar apoi tot mai rapidă. Acest efect special poate fi reglat cu P1, reglajul putându-se face după dorință.

Există și o mică placă de circuit imprimat, vezi fig. 2. Încă un cuvânt despre consumul de curent: el este determinat de R14. Pentru un sunet puternic R14 poate fi redus până la minimum 27 Ω, curentul absorbit fiind mai mare în acest caz. La o valoare de 100 Ω, la intensitate sonoră maximă, montajul absoarbe circa 60 mA (U_B = 15 V); în stare de repaus curentul absorbit este de numai câțiva miliamperi.

Lista de componente

Rezistențe
R1 = 1 M
R2, R3, R6, R13, R16, R17 = 10 k
R4 = 4k7
R5 = 330 k
R7 ... R9, R11 = 56 k
R10 = 220 k
R12, R15 = 100 k
R14 = 100 Ω
P1 = 1 M potențiometru semireglabil

Semiconductoare
D1 ... D4 = DUS
T1, T2 = TUN
T3 = BC 557B
T4, T6 = TUP
T5, T7 = BC 160
IC1 = 4093

Condensatoare
C1 = 1 µ / 16 V
C2 = 68 n
C3 = 220 n
C4 = 100 µ / 16 V
C5 = 10 µ / 16 V
C6 = 100 µ / 25 V

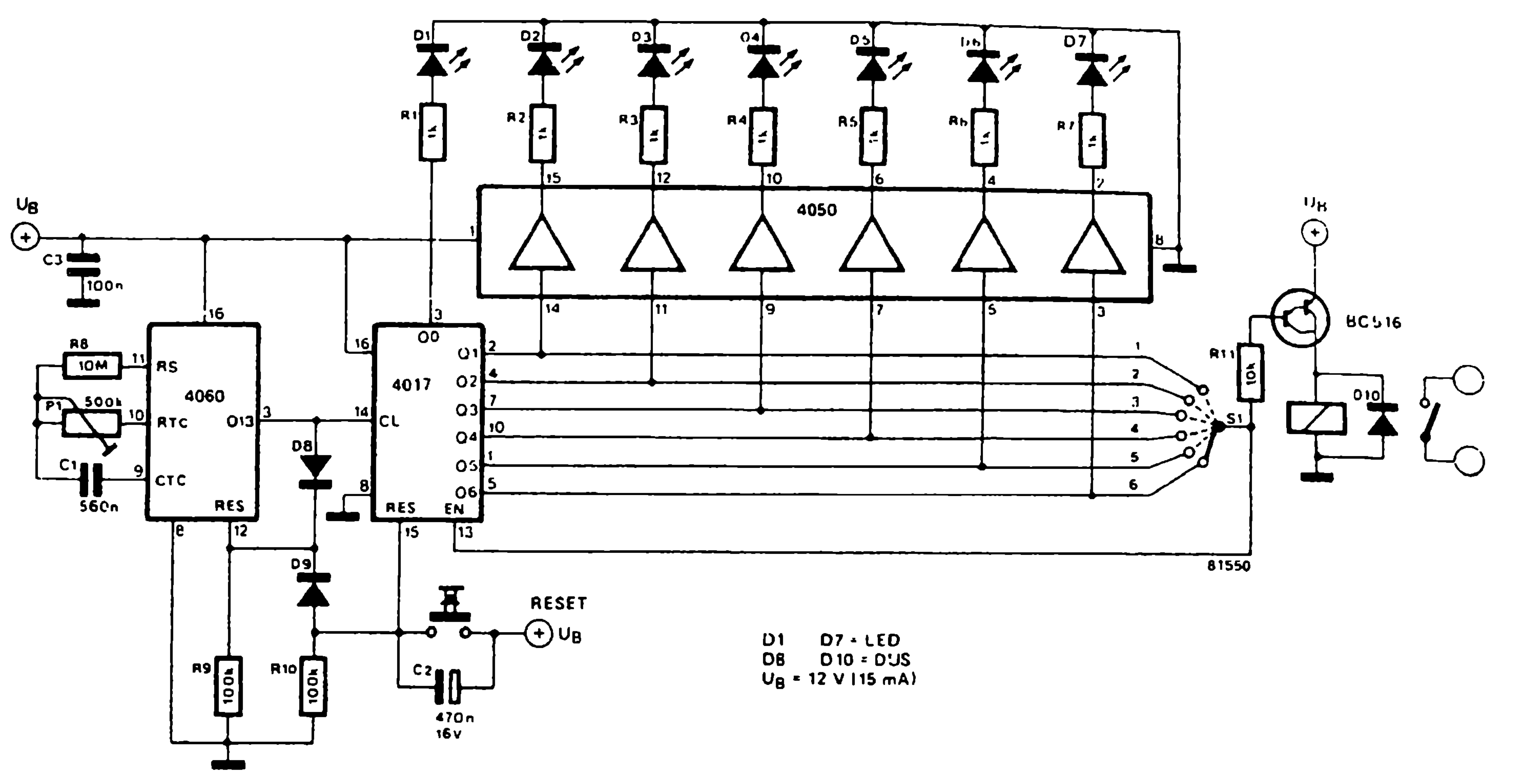
Diverse
S1 = comutator monopolar
LS = minidifuzor 8 Ω / 0,5 W

299 *Releu de timp pentru noapte*

Este un obicei foarte răspândit ca înainte de culcare să mai citim sau să mai ascultăm radioul. Se întâmplă adesea să adormim fără să fi stins lumina sau să fi închis radioul. Risipă de energie, dar nu numai atât. Mult mai rău este faptul că dormim prost. Releul prezentat aici deconectează aparatul de radio sau veioza după adormire; se pot imagina însă și alte utilizări.

Circuitul IC 4060 este un oscilator cu un divizor în 14 trepte, la a cărui ieșire (pin 3) ne stă la dispoziție un impuls cu perioada de o oră. Această perioadă poate fi reglată cu semireglabilul P1. Ea este proporțională cu valoarea lui P1 și invers proporțională cu valoarea lui C1. Impulsul orar produs la pinul 3 este foarte scurt (100 ns). El ajunge pe de o parte la numărătorul 4017, iar pe de altă parte resetează circuitul 4060 prin D8.

La numărătorul 4017, doar o singură ieșire este întotdeauna în starea „1" logic. Ieșirea Q0 este în starea „1" după un impuls de resetare, ieșirea Q1 după primul impuls orar, ieșirea Q2



după al doilea impuls orar ș.a.m.d. Cu ajutorul comutatorului S1, nivelul tensiunii de la una din ieșirile Q1 ... Q6 poate fi condus mai departe la baza tranzistorului Darlington BC 516. Atât timp cât nivelul este „0" logic, tranzistorul conduce, iar releul rămâne conectat. Dacă totuși ieșirea selectată cu S1 este „1", atunci tranzistorul se blochează, releul declanșează și deconectează aparatul. Aparatul rămâne deconectat, semnalul „1" ajunge concomitent la intrarea „enable" a lui 4017 și atenuează astfel toate impulsurile orare sosite. Releul anclanșează din nou abia atunci când numărătorul este adus în starea inițială cu tasta reset (Q0 = „1").

LED-urile D1 ... D7 arată numărul de ore (nu se indică minutele și secundele). Tensiunea de alimentare poate fi cuprinsă între 5 și 15 V. Curentul absorbit este de circa 15 mA (fără curentul releului). Tranzistorul Darlington poate furniza 400 mA.

(K. Siol)

300 *Dispozitiv antifurt*

Necesitatea protejării proprietății particulare crește proporțional cu valoarea acesteia. Este evident! Deoarece nu este de glumit când este vorba de bani, Elektor nu s-a dat deoparte când s-a pus problema de o oferi protecția necesară proprietății multor cetățeni cu ajutorul unui mic montaj. Aici este vorba de autoturism. Nu putem da o garanție contra spargerii, deoarece montajul nu împiedică spargerea, ci face imposibilă pornirea.

Cele mai multe dispozitive antifurt existente în comerț au dezavantajul important că hoțul observă imediat despre ce este vorba. Un asemenea „mână lungă" îndemânatic are încă suficient timp pentru a neutraliza dispozitivul, deoarece aceste montaje sunt cunoscute în special în cercurile interesate.

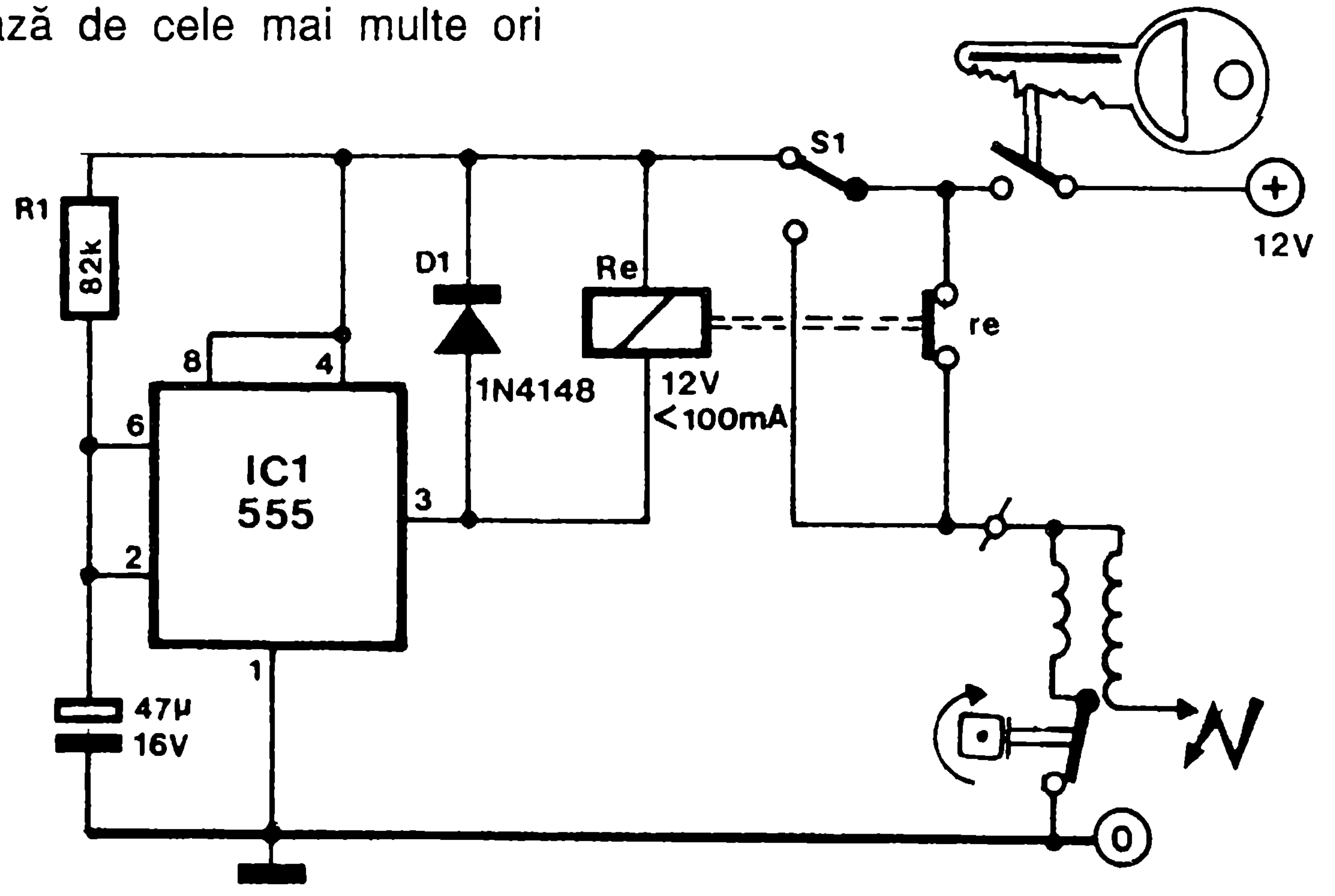
Hoții, care utilizează captura pentru o plimbare, o abandonează de cele mai multe ori într-o stare de plâns, astfel încât este cu atât mai important să nu lăsăm mașina să cadă pe asemenea mâini.

Cum funcționează această siguranță?

Contactul normal închis al unui releu se conectează la legătura dintre bobina de aprindere și condensatorul de 12 V de la contactul delcoului. Atunci când releul anclanșează, această legătură este întreruptă. În fig. 1 montajul este prezentat în detaliu. Activarea lui se face prin comutatorul S1.

Circuitul integrat 555 este utilizat ca multivibrator astabil. Imediat după conectarea tensiunii de alimentare (și S1), el furnizează o tensiune dreptunghiulară cu un raport impuls/pauză de 50% și o frecvență de 0,1 Hz. Dacă prin

1a



1b

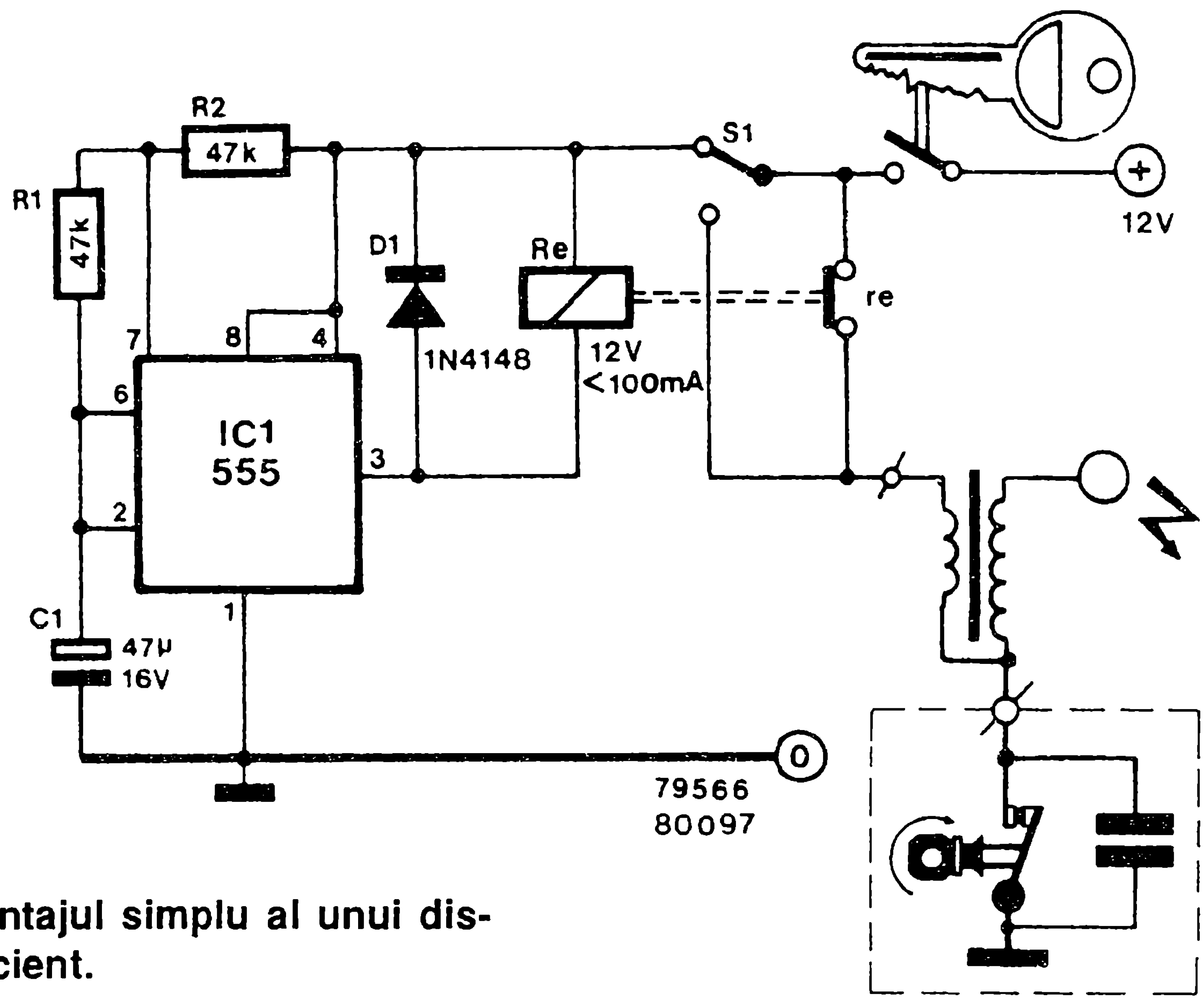


Fig. 1a. și 1b. Montajul simplu al unui dispozitiv antifurt eficient.

scurtcircuitare se șuntează broasca de contact, atunci motorul pornește.

După 5 secunde releul anclanșează, astfel încât deconectează bobina de aprindere: motorul „moare"! Alte încercări de pornire sunt inutile. Dacă dorim să-l șicanăm și mai mult pe potențialul hoț, atunci putem face o modificare a montajului conform fig. 1b: R1 este împărțit în două rezistențe de câte 47 k; punctul de legătură al acestor două rezistențe se conectează la pinul 7 al lui IC1. După ce motorul a murit prima dată, poate fi pornit din nou după 5 secunde, deoarece releul declanșează. După aceasta motorul se oprește din nou ș.a.m.d.

Câteva indicații practice: prin modificarea valorilor lui R1 și C1 se poate schimba ritmul de conectare al releului. Placa de circuit impri-

2

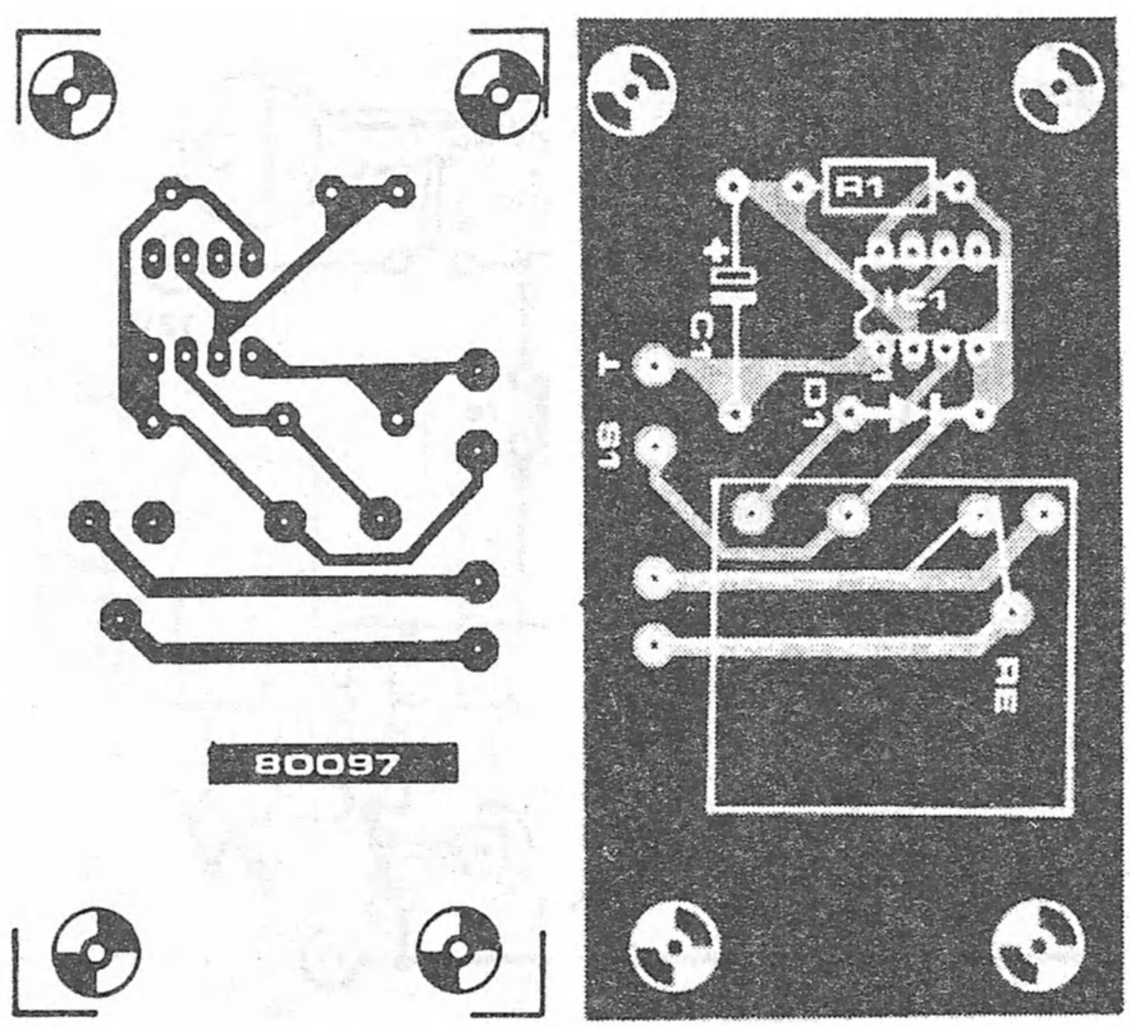


Fig. 2. Cablajul și modul de amplasare a componentelor din fig.1a.

Lista de componente

Rezistențe
R1 = 82 k

Condensatoare
C1 = 47 µ / 16 V

Semiconductoare
D1 = 1N4148
IC1 = 555

Diverse
Re = releu V23027-A0002-A101, - A102, -A202, -401 (Siemens)
Comutator unipolar

mat și modul de amplasare sunt prezentate în fig. 2. Releul dat în lista de componente are loc rezervat pe placă. Se poate utiliza un releu obișnuit pentru autovehicule. În acest caz, legăturile trebuie făcute cu conductoare flexibile litate. Întregul montaj se introduce într-o carcasă etanșă, astfel încât hoțul nu poate auzi declicul releului.

(B. H. J. Bennink)

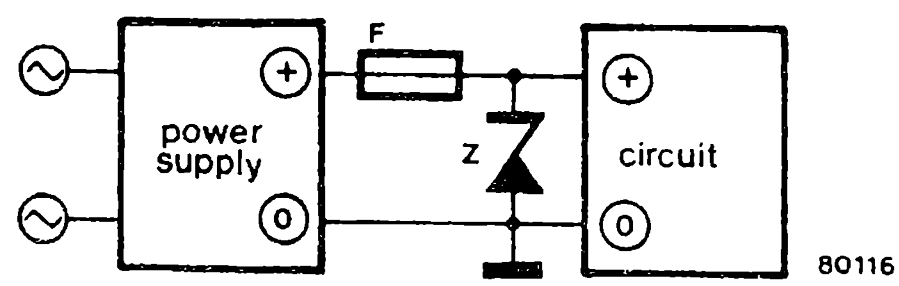
301 *Dispozitiv de siguranță contra supratensiunilor*

Acest montaj foarte simplu, constând din siguranță și o diodă Zener, poate împiedica, în funcție de împrejurări, pagube mari la componentele sensibile la supratensiuni, cum sunt circuitele integrate MOS.

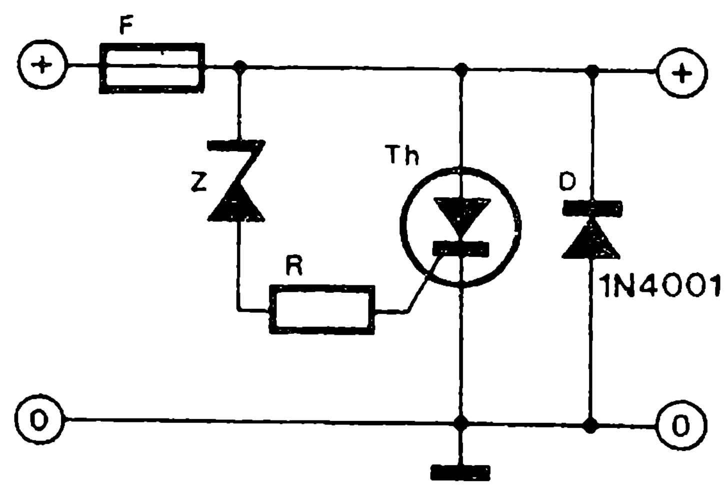
Este vorba de protecția unui montaj la supratensiuni. În toate cazurile în care tensiunea de alimentare trebuie menținută precis, utilizarea unui stabilizator de tensiune în alimentator oferă siguranța necesară. Totuși nu se poate exclude faptul că tensiunea de ieșire a alimentatorului poate crește peste valoarea reglată. Chiar și stabilizatoarele electronice de tensiune integrate sau discrete pot să dea greș odată și odată. Pagubele în alimentator, în această situație, de cele mai multe ori nu sunt foarte mari, în schimb, în montajul alimentat, ele pot fi considerabile. În afară de căderea totală a stabilizatorului, vârfurile de tensiune de scurtă durată de la rețea sau de la deconectarea alimentatorului pot da lovitura de grație unui montaj. După principiul „a prevedea este mai ușor decât a repara", se poate realiza un dispozitiv suplimentar de siguranță cu o siguranță rapidă și o diodă Zener conectate la ieșirea alimentatorului, ca în fig. 1.

Funcționarea acestui dispozitiv este pe cât de simplă, pe atât de eficientă. Tensiunea Zener a diodei se alege cu circa 2 V mai mare decât tensiunea de ieșire a alimentatorului, dar trebuie să fie mai mică decât tensiunea de alimentare maximă admisibilă (valoare limită absolută) a componentelor montajului. Un exemplu: un montaj este alimentat cu +15 V. Valoarea limită absolută a tensiunii de alimentare pentru circuitele integrate din montaj este de +18 V. Se utilizează o diodă Zener a cărei tensiune de străpungere poate fi cuprinsă în domeniul 15,3 ÷ 17,1 V.

1



2

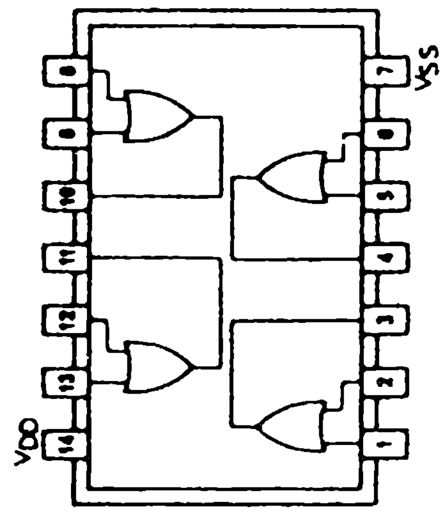


În mod normal, dioda Zener nu conduce. Imediat însă ce tensiunea de ieșire a alimentatorului crește inadmisibil de mult, dioda Zener trece în starea de conducție și împiedică o creștere suplimentară a tensiunii. În acest caz, prin dioda Zener trece un curent mai mare care, în cazul unei durate mai lungi a supratensiunii, permite reacția siguranței. Pragul de reacție al siguranței rapide trebuie să fie, desigur, mai mare decât curentul absorbit de montaj în mod normal. Dioda Zener trebuie să suporte pentru scurt timp un curent mai mare. Aceasta înseamnă că produsul dintre curentul de reacție al siguranței și tensiunea Zener nu trebuie să depășească cu mai mult de 100% pierderea de putere admisibilă de durată a diodei Zener.

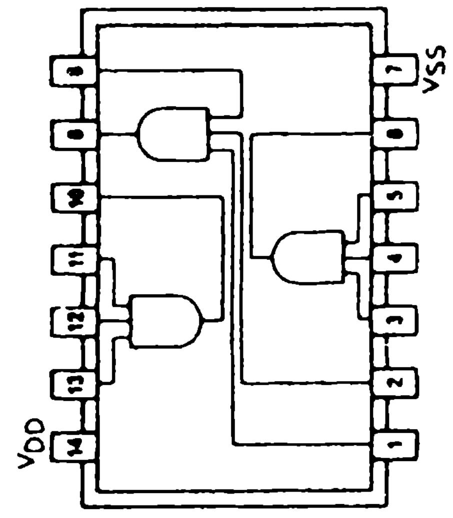
Diodele Zener de putere trebuie răcite pentru a se îmbunătăți stabilitatea termică. Siguranța protejează concomitent și la scurtcircuitele din montajul alimentat. Dioda Zener înde-

plinește și ea o funcție suplimentară de protecție. La conectarea cu polaritate inversă a tensiunii de alimentare, ea limitează tensiunea la circa 0,7 V. La curenți de reacție mai mari ai siguranței, dioda Zener de putere corespunzătoare este relativ scumpă. În acest caz, declanșarea siguranței de către un tiristor, așa cum se arată în fig. 2, este o alternativă convenabilă ca preț. Imediat ce tensiunea de alimentare devine prea mare, dioda Zener conduce în circuitul poartă al tiristorului; tiristorul se aprinde și provoacă un scurtcircuit care permite reacția siguranței. Rezistența R la poarta tiristorului limitează curentul prin acesta cât și curentul Zener prin diodă. O diodă conectată antiparalel cu tiristorul protejează montajul alimentat contra inversării polarității tensiunii de alimentare.

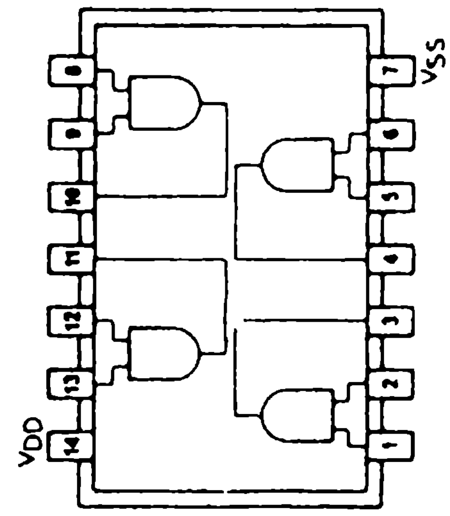
CI-MOS



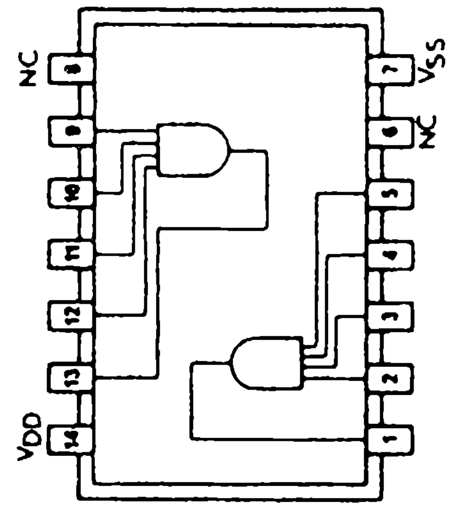
4071



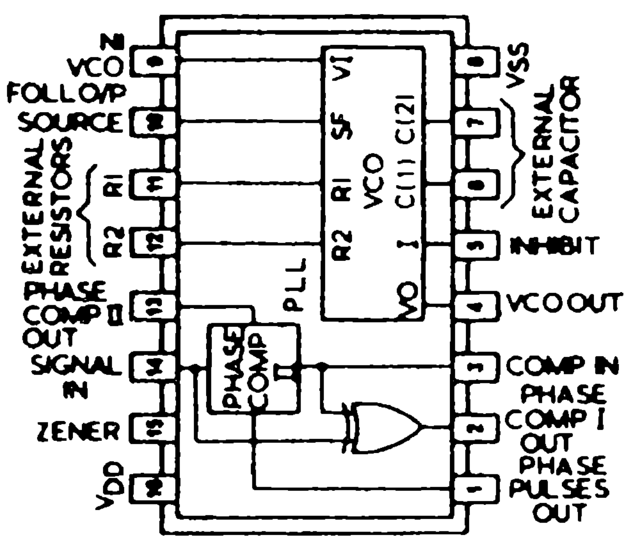
4073



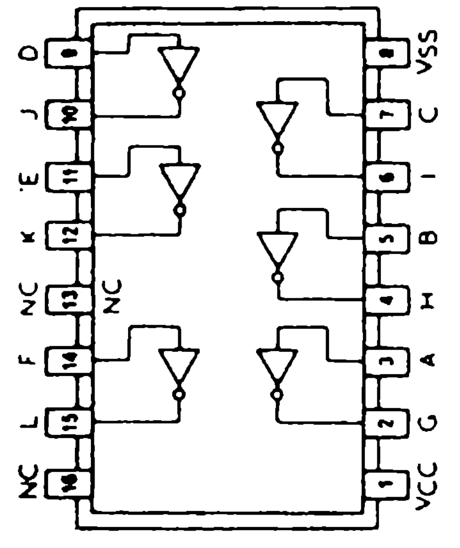
4081



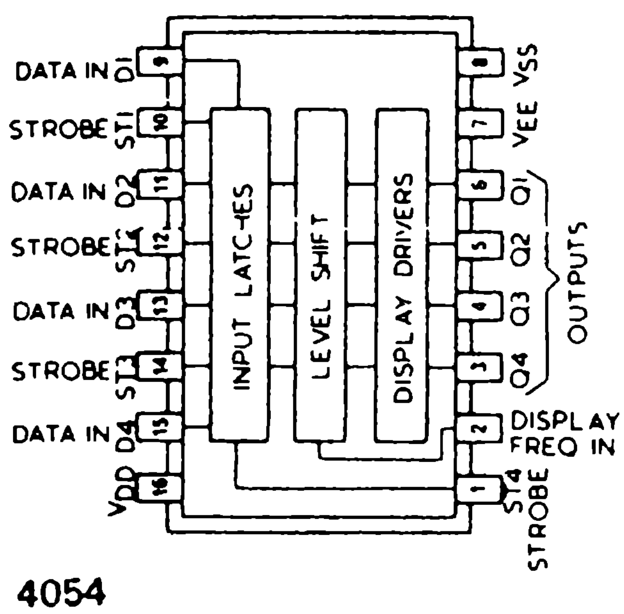
4082



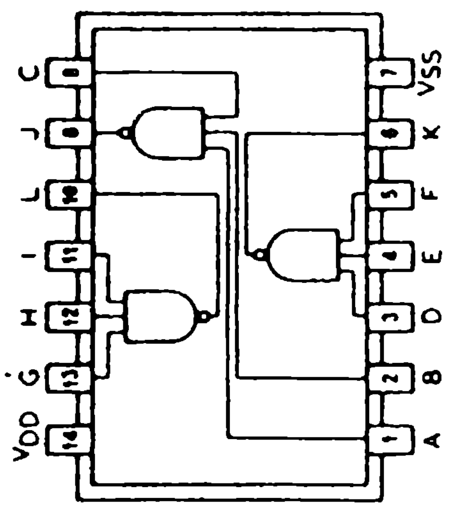
4046



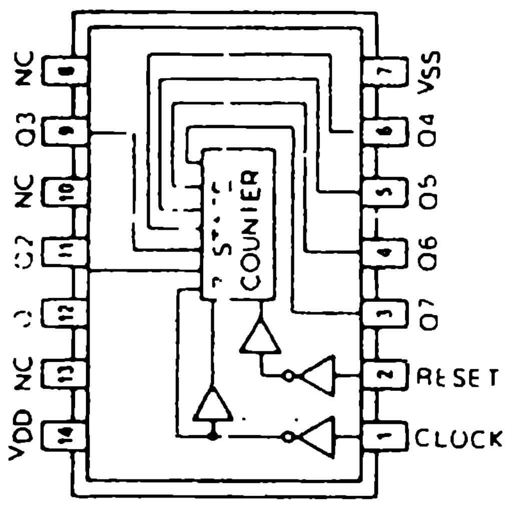
4049



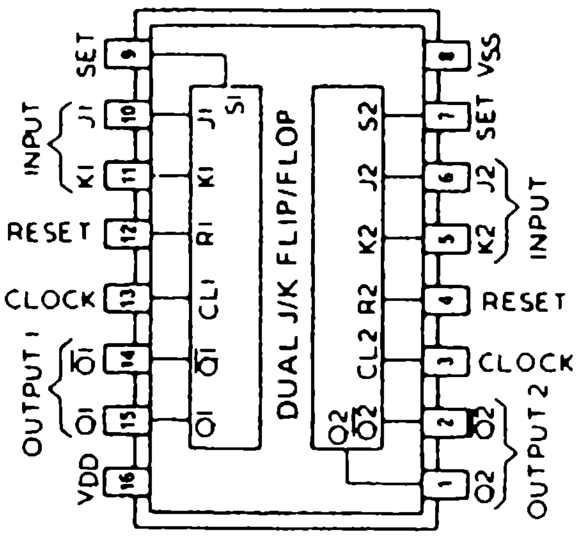
4054



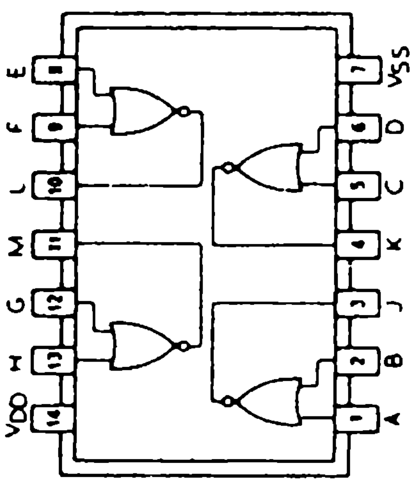
4023



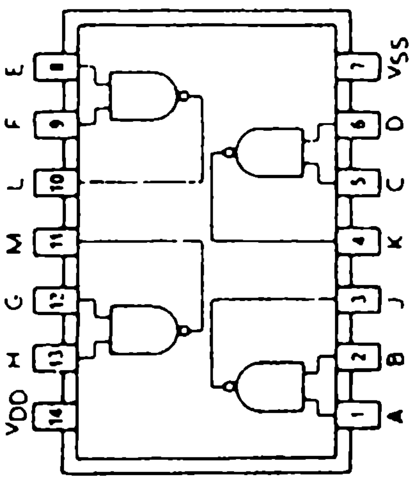
4024



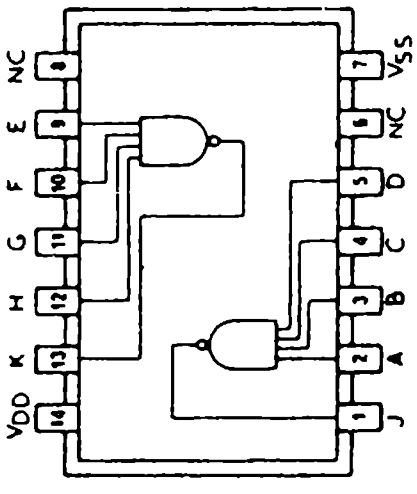
4027



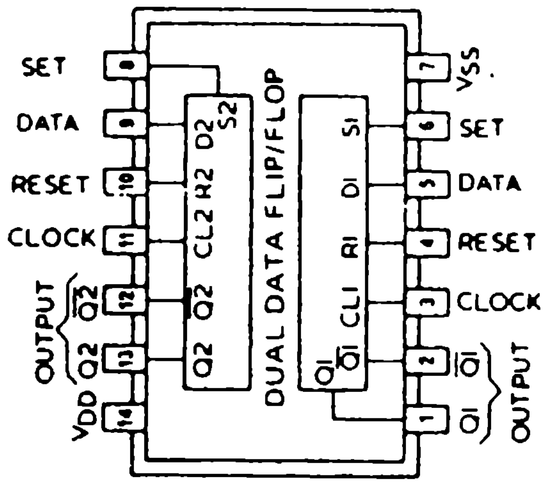
4001



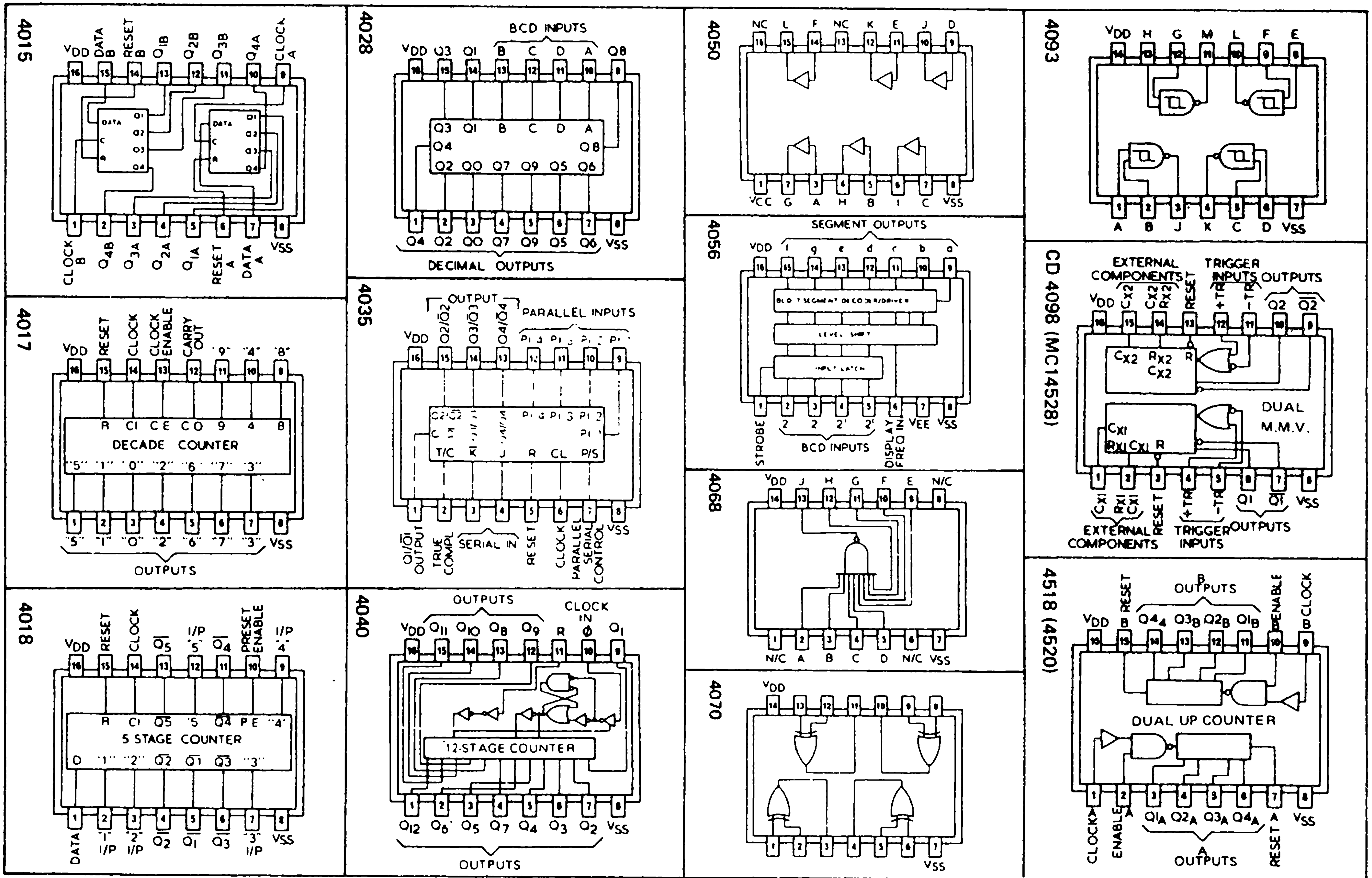
4011



4012



4013



Notă: Toate CI sunt văzute de sus, cu excepția câtorva, de ex. CD 4001 (RCA), MC 14001 (Motorola), N 4001 (Signetics), SCL 4001 (Solid State Scientific), SIL 4001 (Siltek).

CATALOG DE TRANZISTOARE: tipuri universale și JF

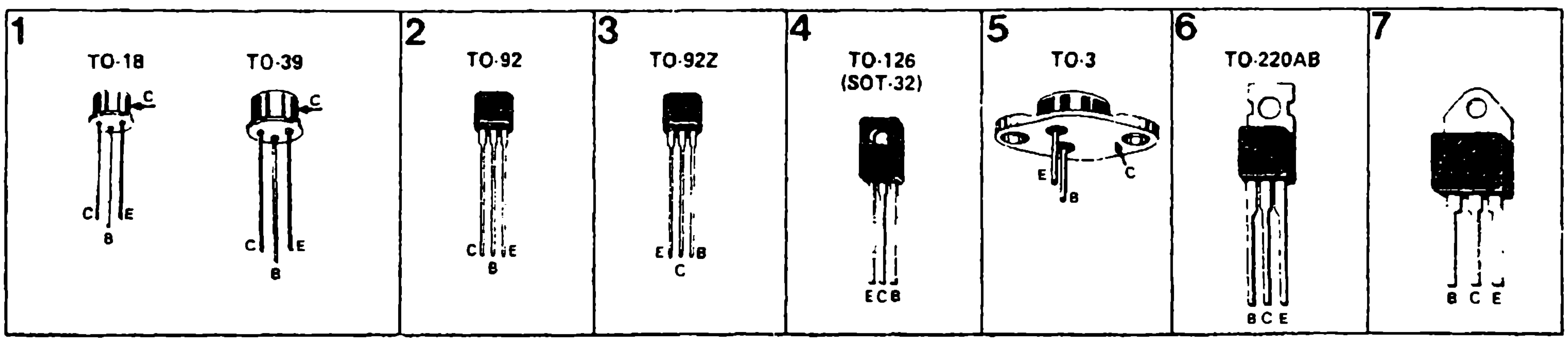
Tip	PNP NPN	UCEO max (V)	Ic max (mA)	Pmax (mW)	hFE/	bei Ic (mA)	Complementar cu:	Cap.	
BC 107	N	45					BC 177	1	
BC 108	N	20	100	300	>110	2	BC 178	1	
BC 109	N						BC 179	1	
BC 140	N	40					BC 160	1	
BC 141	N	60	1000	3700	>40	100	BC 161	1	
BC 160	P	40					BC 140	1	
BC 161	P	60					BC 141	1	
BC 177	P	45					BC 107	1	
BC 178	P	25	100		>70		BC 108	1	
BC 179	P	20			>110		BC 109	1	
BC 182	N	50					BC 212	2	
BC 183	N	30			>100		BC 213	2	
BC 184	N		200				BC 214	2	
BC 212	P	50			>60		BC 182	2	
BC 213	P	30		300	>80	2	BC 183	2	
BC 214	P				>140		BC 184	2	
BC 237	N	45	100				BC 307	2	
BC 238	N	20			>110		BC 308	2	
BC 239	N		50				BC 309	2	
BC 307	P	45	100				BC 237	2	
BC 308	P	25			>70		BC 238	2	
BC 309	P	20	50				BC 239	2	
BC 327	P	45					BC 337	2	
BC 328	P	25	500	800	>100	100	BC 338	2	
BC 337	N	45					BC 327	2	
BC 338	N	25					BC 328	2	
BC 414	N	50	100	300	>100	2	–	2	
BC 416	P				>120		–	2	
BC 516	P	30	400	625	>30.000	20	BC 517	2	1)
BC 517	N						BC 516	2	1)
BC 546	N	65					BC 556	2	
BC 547	N	45			>110		BC 557	2	
BC 548	N	30					BC 558	2	
BC 549	N				>200		–	2	
BC 550	N	45	100	500		2	–	2	
BC 556	P	65					BC 546	2	
BC 557	P	45			>75		BC 547	2	
BC 558	P	30					BC 548	2	
BC 559	P				>125		–	2	
BC 560	P	45					–	2	
BC 639	N	80	1000	1000	>40	150	BC 640	3	
BC 640	P						BC 639	3	

Observații:

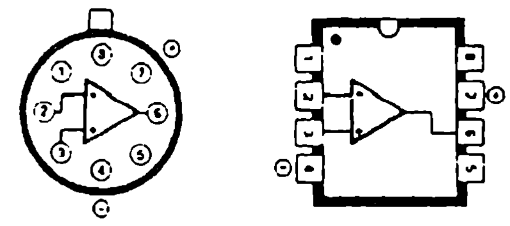
1) Darlington

2) U_{CEO} max.:
 ... A = 60 V
 ... B = 80 V
 ... C = 100 V

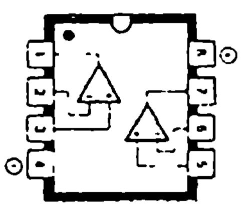
Tip	PNP NPN	UCEO max (V)	Ic max (A)	Pmax (W)	hFE/	bei Ic	Complementar cu:	Cap.	
BD 131	N		3	15		0,5A	BD 132	4	
BD 132	P	45					BD 131	4	
BD 135	N						BD 136	4	
BD 136	P						BD 135	4	
BD 137	N	60	1	8	>40	0,15A	BD 138	4	
BD 138	P						BD 137	4	
BD 139	N						BD 140	4	
BD 140	P						BD 139	4	
BD 169	N	80					BD 170	4	
BD 170	P		1,5	20			BD 169	4	
BD 183	N		15	117	>20	3 A	–	5	
BD 233	N	45					BD 234	4	
BD 234	P						BD 233	4	
BD 235	N	60	2	25		0,15A	BD 236	4	
BD 236	P				40		BD 235	4	
BD 237	N	80					BD 238	4	
BD 238	P						BD 237	4	
BD 239	N		2	30		0,2 A	BD 240	6	2)
BD 240	P						BD 239	6	2)
BD 241	N		3	40	>25	1 A	BD 242	6	2)
BD 242	P						BD 241	6	2)
BD 243	N	45	6	65	>30	0,3 A	BD 244	6	2)
BD 244	P						BD 243	6	2)
BD 245	N		10	80	>40	1 A	BD 246	7	2)
BD 246	P						BD 245	7	2)
BD 249	N		25	125	>25	1,5 A	BD 250	7	2)
BD 250	P						BD 249	7	2)
BD 435	N	32					BD 436	4	
BD 436	P				>85		BD 435	4	
BD 437	N	45					BD 438	4	
BD 438	P		4	36		0,5 A	BD 437	4	
BD 439	N	60					BD 440	4	
BD 440	P				>40		BD 439	4	
BD 441	N	80					BD 442	4	
BD 442	P						BD 441	4	
BD 643	N	45					BD 644	7	1)
BD 644	P		8	62,5		3 A	BD 643	7	1)
BD 645	N	60					BD 646	7	1)
BD 646	P						BD 645	7	1)
BD 675	N	45			>750		BD 676	4	1)
BD 676	P						BD 675	4	1)
BD 677	N	60	4	40		1,5 A	BD 678	4	1)
BD 678	P						BD 677	4	1)
BD 679	N	80					BD 680	4	1)
BD 680	P						BD 679	4	1)
TIP 31	N		3	40			TIP 32	6	2)
TIP 32	P				>20	0,5 A	TIP 31	6	2)
TIP 33	N		10	80			TIP 34	7	2)
TIP 34	P	40					TIP 33	7	2)
TIP 35	N		25	125	>25	1 A	TIP 36	7	2)
TIP 36	P						TIP 35	7	2)
TIP 41	N		6		>20		TIP 42	6	2)
TIP 42	P			65		0,5 A	TIP 41	6	2)
TIP 122	N		8				TIP 127	6	1)
TIP 127	P	100			>1000		TIP 122	6	1)
TIP 142	N		15	125		5 A	TIP 147	7	1)
TIP 147	P						TIP 142	7	1)
TIP 2955	P			100			TIP 3055	7	
TIP 3055	N	70	15		>20	4 A	TIP 2955	7	
2N3055	N			115			MJ 2955	5	
MJ 2955	P						2N3055	5	
2N 2955	*P*	*25*	*100 m*	*0,3*	*>20*	*10 mA*	–	*1*	



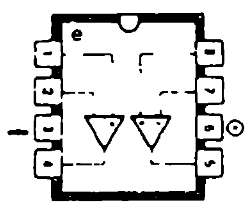
Amplificatoare operaționale



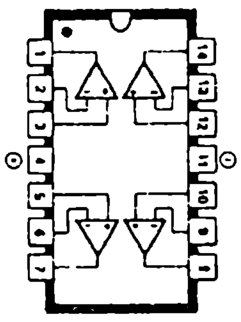
301
318
709
741
CA 3130
CA 3140
LF 355/356/357
TL 071/081



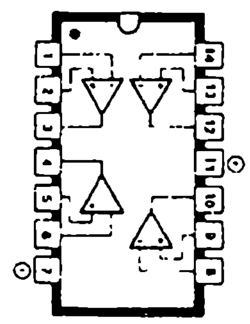
1458
4558



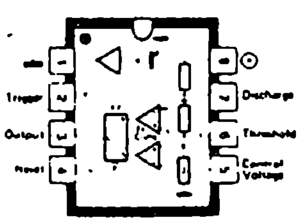
LM 387
NE 542



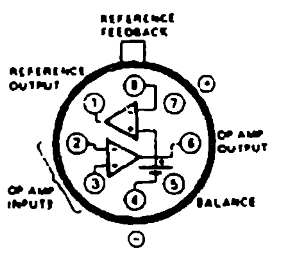
LM 324
TL 074
TL 084



RC 4136

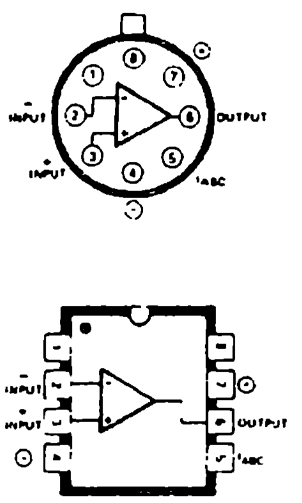


555

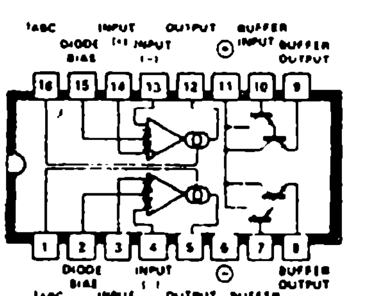


LM 10C

CA 3080



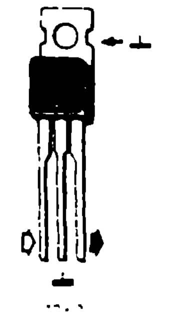
LM 13600



Intrare ⬦ (contur)
Ieșire ⬥ (plin)

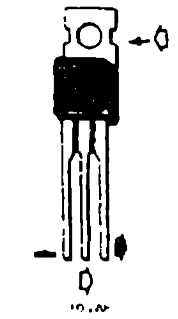
Toate capsulele sunt văzute de sus

Stabilizatoare de tensiune



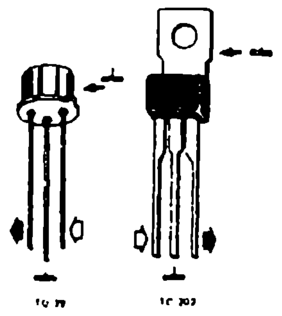
7805
7806
7808
7812
7815
7818
7824

I_{out} = 1 A



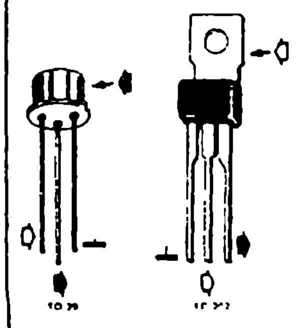
7905
7906
7908
7912
7915
7918
7924

I_{out} = −1 A



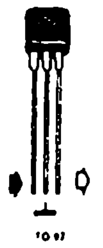
78M05
78M06
78M08
78M12
78M15
78M18
78M24

I_{out} = 500 mA



79M05
79M06
79M08
79M12
79M15
79M18
79M24

I_{out} = −500 mA



78L05
78L06
78L08
78L12
78L15
78L18
78L24

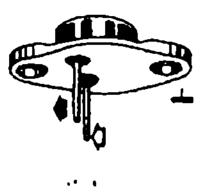
I_{out} = 100 mA



79L05
79L06
79L08
79L12
79L15
79L18
79L24

I_{out} = −100 mA

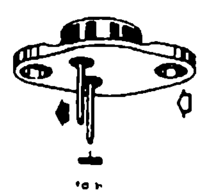
U_{out} = 5 V



LM 309K
I_{out} = 1 A

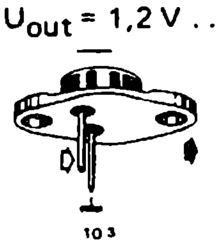
LM 323K
I_{out} = 3 A

U_{out} = −5 V



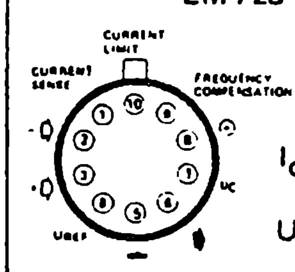
I_{out} = −3 A

U_{out} = 1,2 V . . . 37 V



LM 317K
I_{out} = 1,5 A

LM 723



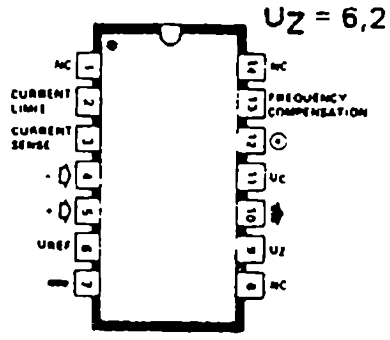
(pas de U_Z)

I_{out} = 200 mA

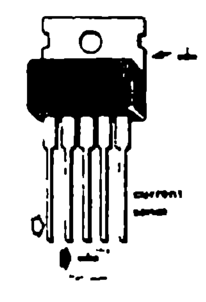
U_{out} = . . . 37 $V_{max.}$

U_{ref} = 7,15 V

U_Z = 6,2 V



U_{out} = 2,85 V . . 40 V

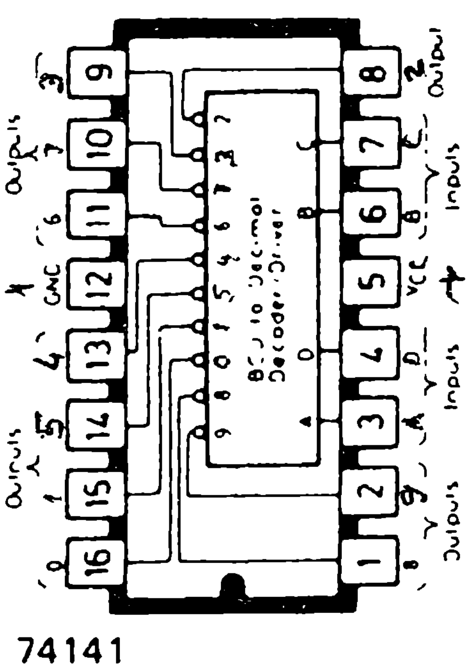


L 200
I_{out} = 2 A

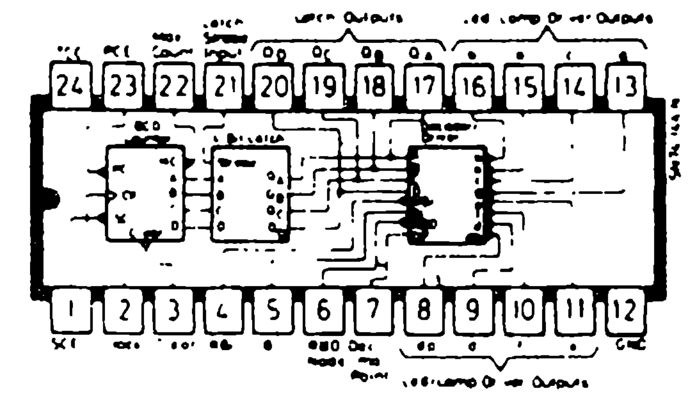
Gama tensiunilor de intrare:

7805 =	8 V . . . 35 V	7905 =	−8 V . . . −35 V
7806 =	9 V . . . 35 V	7906 =	−9 V . . . −35 V
7808 =	11 V . . . 35 V	7908 =	−11 V . . . −35 V
7812 =	15 V . . . 35 V	7912 =	−15 V . . . −35 V
7815 =	18 V . . . 35 V	7915 =	−18 V . . . −35 V
7818 =	21 V . . . 35 V	7918 =	−21 V . . . −35 V
7824 =	27 V . . . 40 V	7924 =	−27 V . . . −40 V

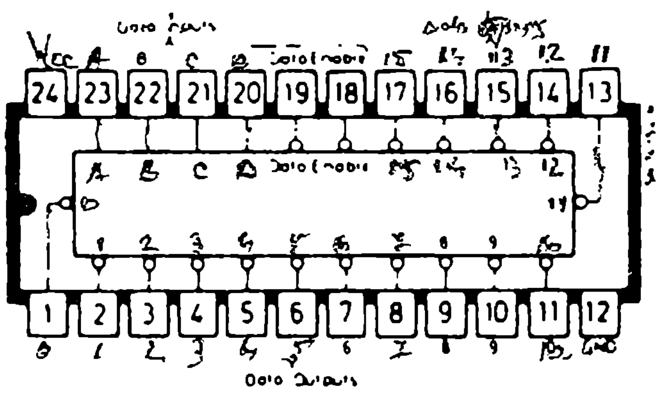
CI-TTL



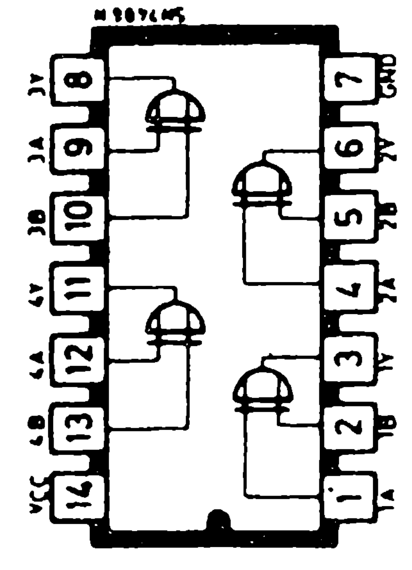
74141



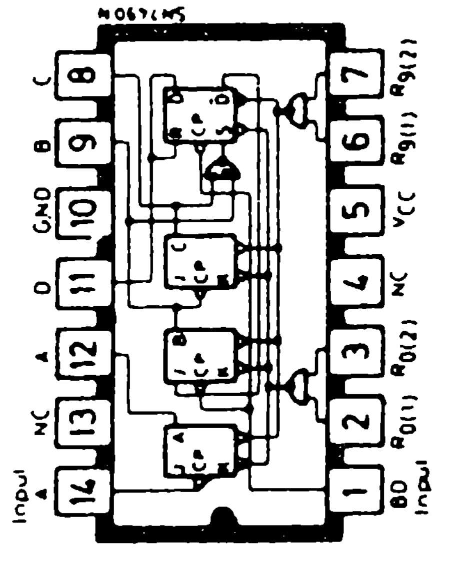
74143 (74144)



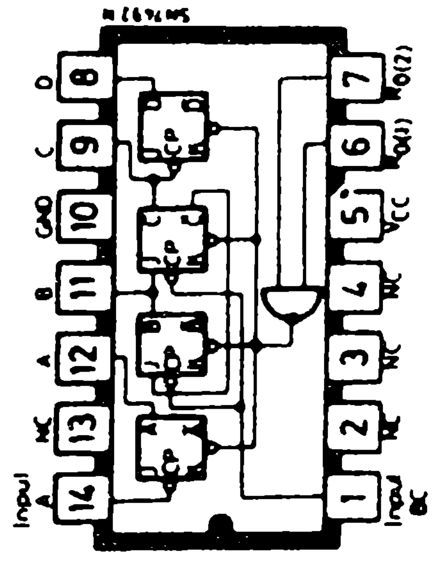
74154⁺



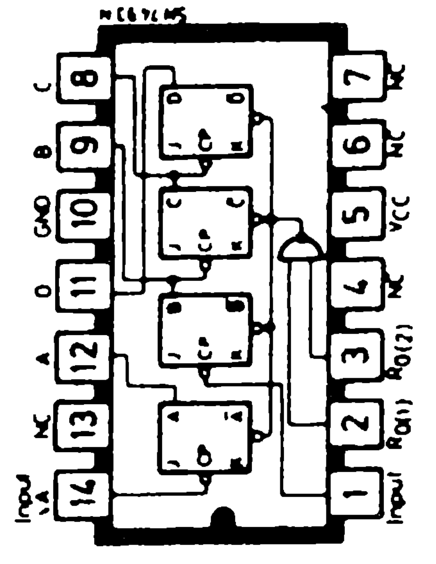
7486



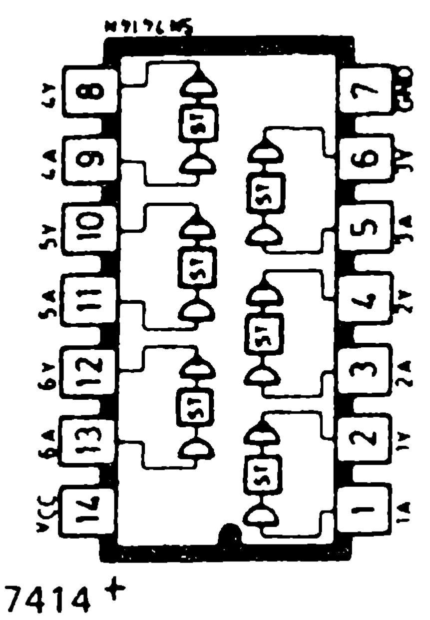
7490



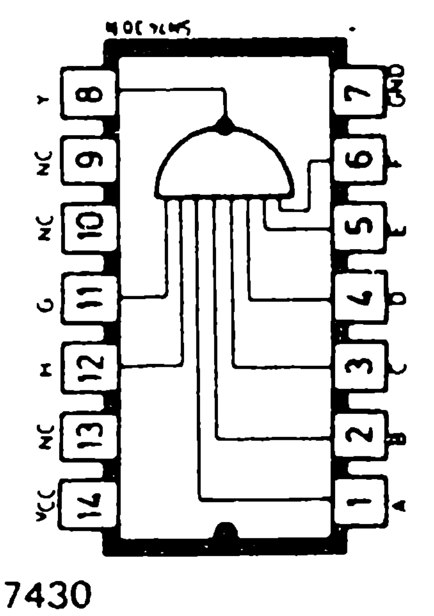
7492



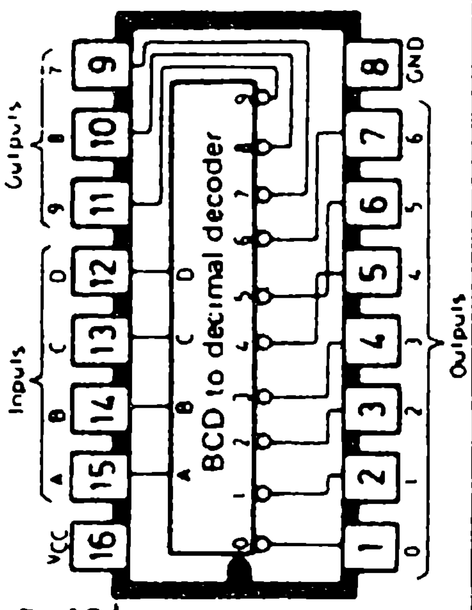
7493



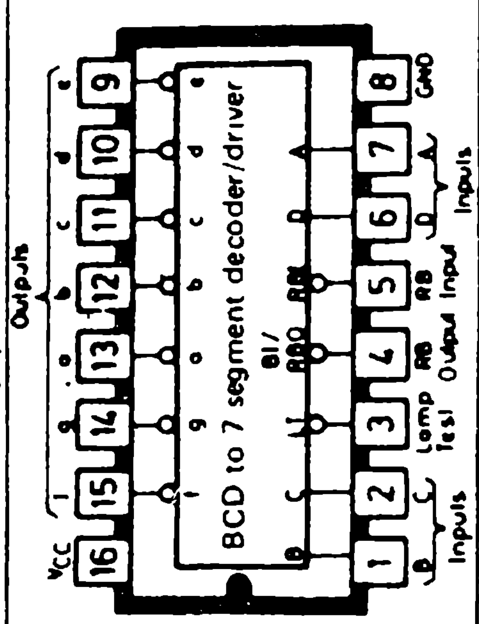
7414 ⁺



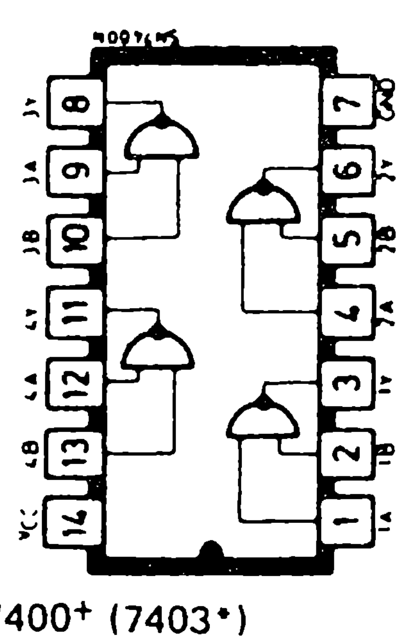
7430



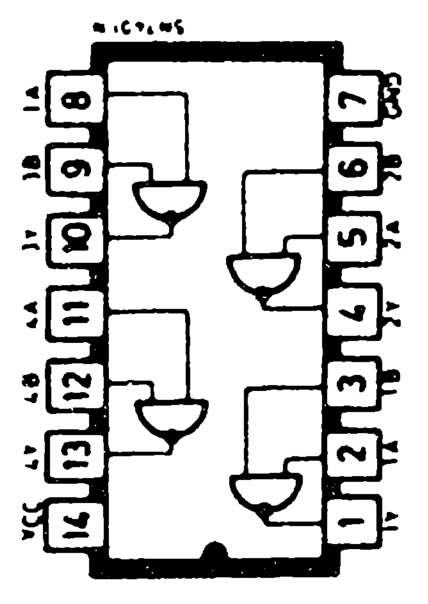
7442⁺



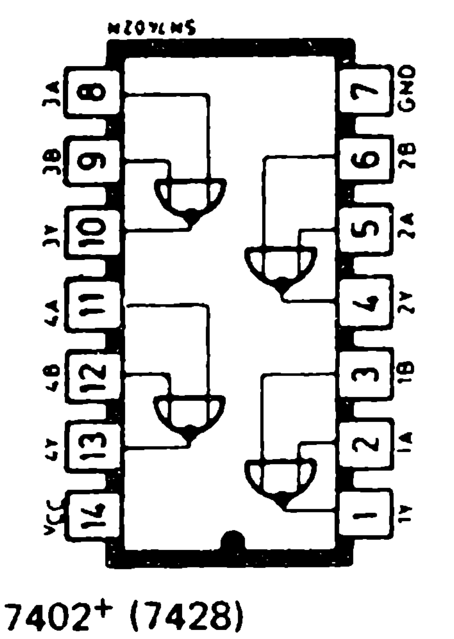
7447



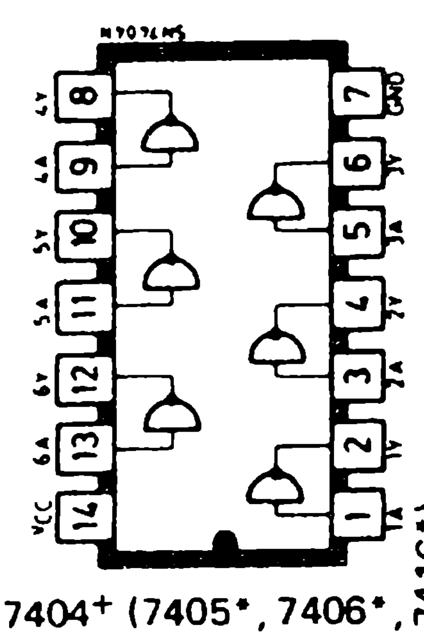
7400⁺ (7403*)



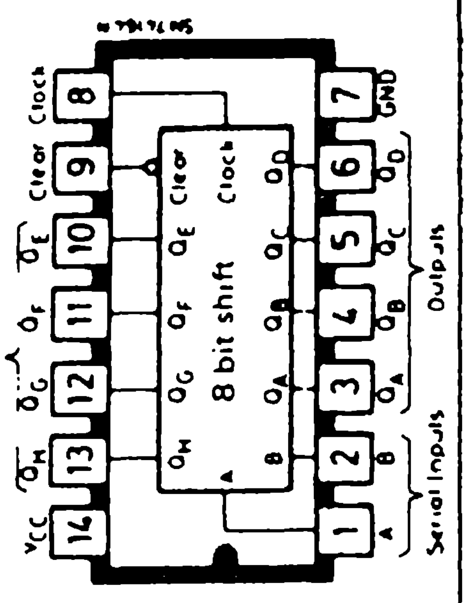
7401*



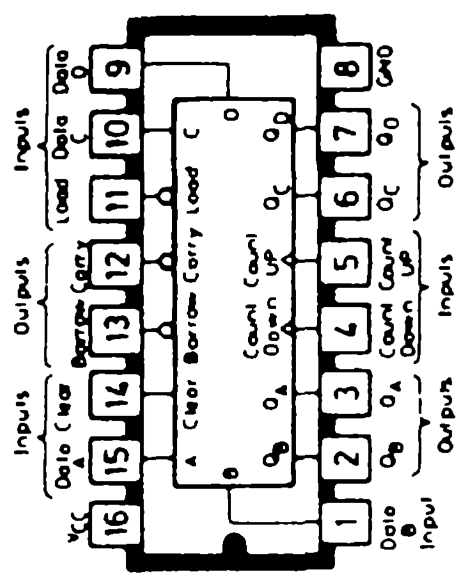
7402⁺ (7428)



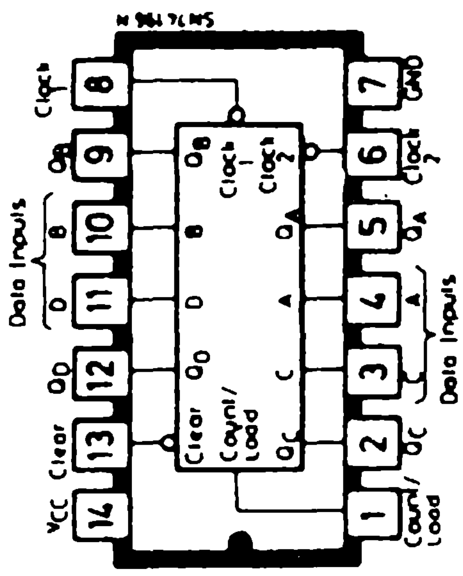
7404⁺ (7405*, 7406*, 7416*)



74164



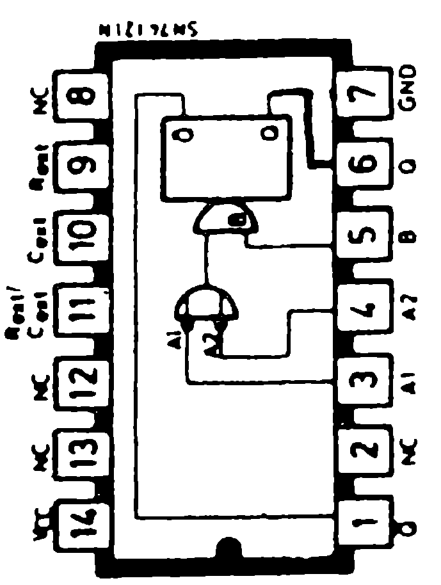
74193+



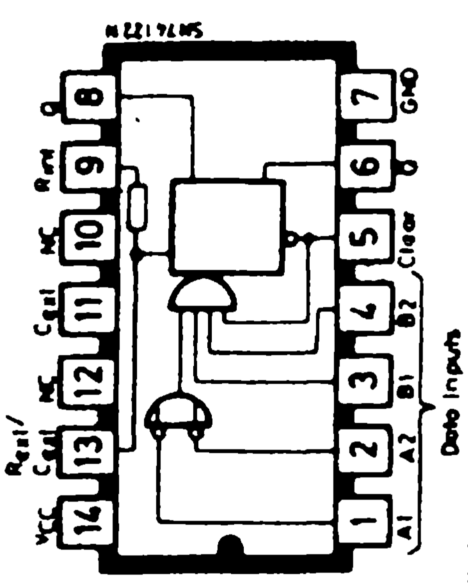
74196

* colector în gol

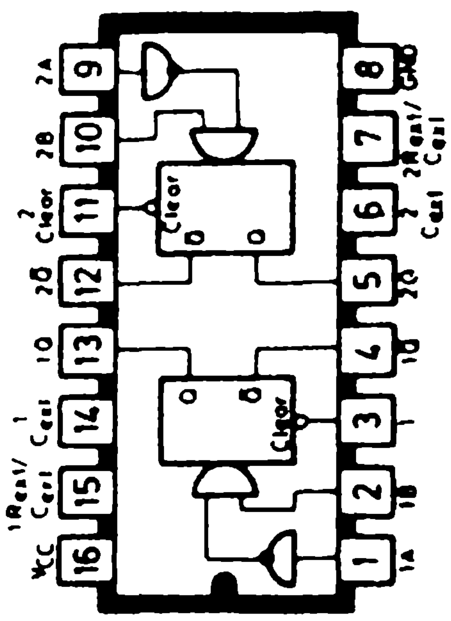
\+ valabil și la CMOS (compatibile pin cu pin) produse de Teledyne Semiconductor și National Semiconductor



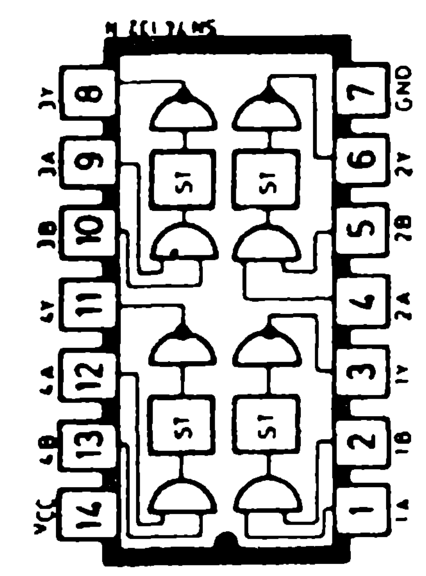
74121



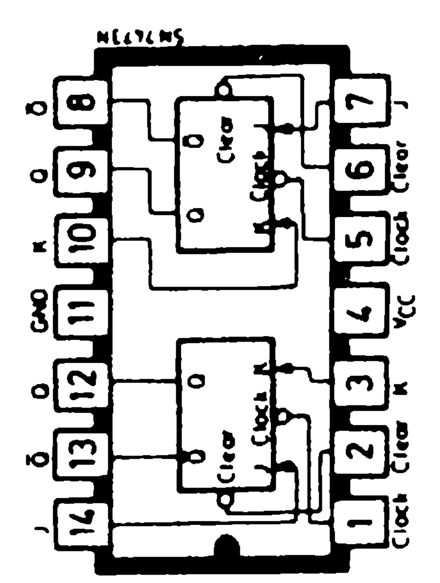
74122



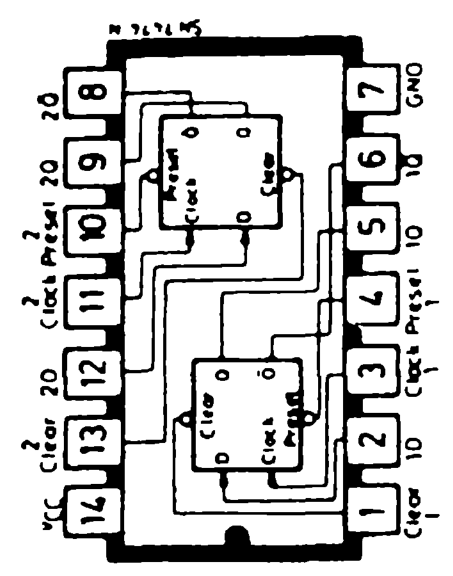
74123



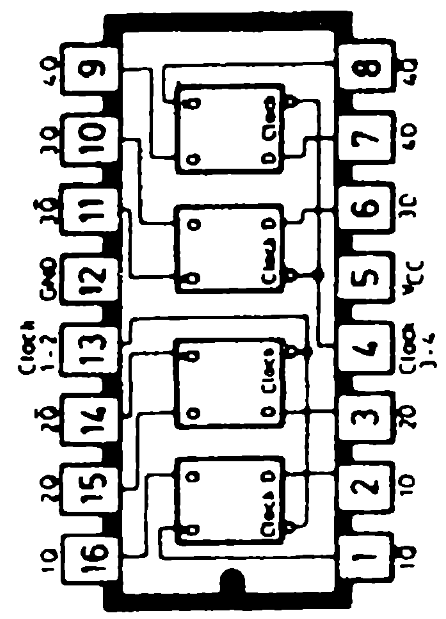
74132



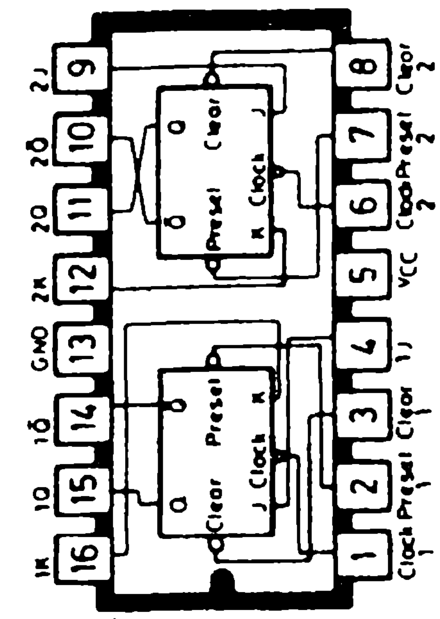
7473+



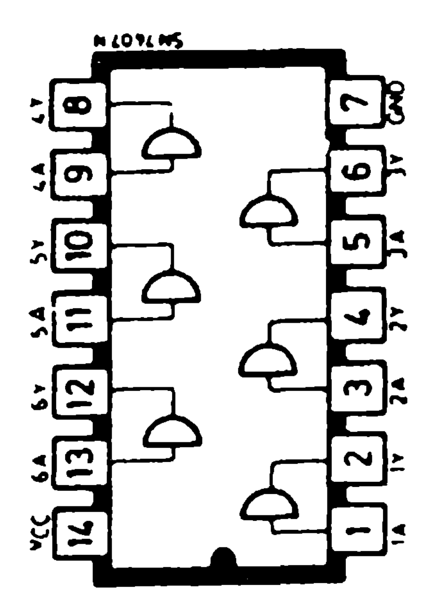
7474+



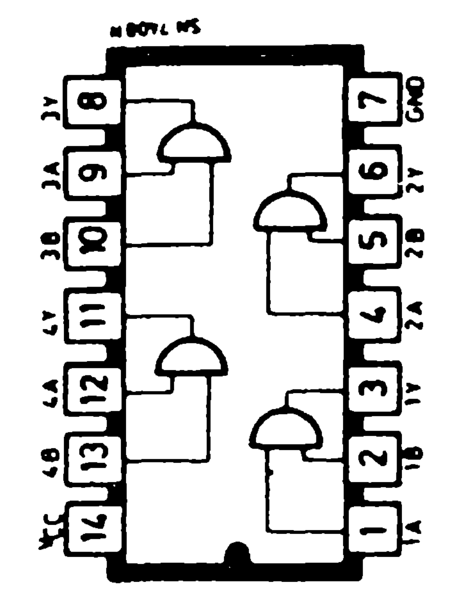
7475



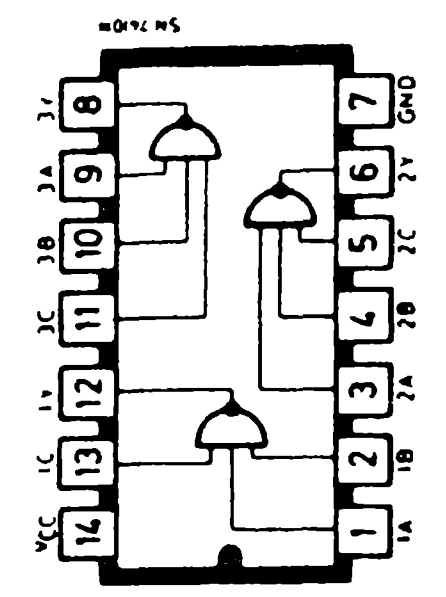
7476+



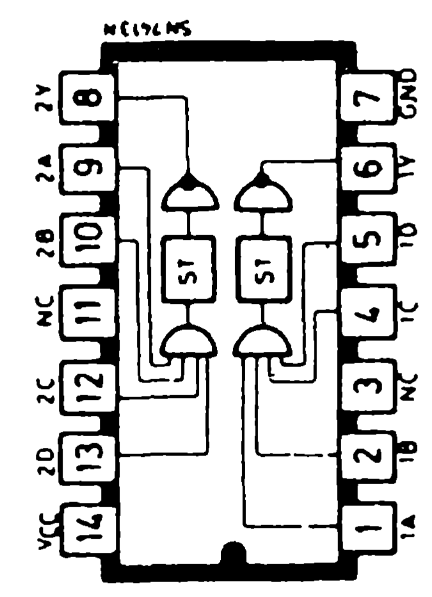
7407



7408



7410+ (7412*)



7413 (7420+, 7440)

Index

Index tematic

Diverse

Hoby, jocuri

Modernizări Circuit nr.: Pag:

Montaje cu utilizări casnice Circuit nr.: Pag:

Oscilatoare, generatoare Circuit nr.: Pag:

Receptoare ÎF Circuit nr.: Pag:

Testere și aparate de măsură Circuit nr.: Pag:

Cuprins

Pagina:

Pagina:

Pagina:

Pagina:

Pagina:

Pagina:

Electronică

301 CIRCUITE ELECTRONICE

„**301 circuite electronice**“ constituie o selecție a subiectelor publicate între anii 1977 și 1981 în periodicul „Semiconductorul“ al editurii Elektor din Germania. Lucrarea conține idei interesante și montaje din întreg domeniul electronicii. Alături de celelalte titluri din această serie, „**301 circuite electronice**“ poate deveni principala sursă de inspirație a oricărui pasionat de electronică.

Din cuprins:

- alimentatoare
- amplificatoare
- comutatoare
- pupitru de mixaj
- circuit de avertizare
- semnalizare sonoră
- convertoare
- jocuri
- orgă de lumini
- circuit de temporizare
- detector de umiditate
- generatoare
- oscilatoare
- receptoare
- aparate de măsură
- tester

ISBN 973-601-570-x

9 789736 015700

Editura Teora

Lei 28.000